

K. BAUR

Antennenzeilen mit gedämpften Nebenzipfeln

DK 621.396.677

In der Einleitung werden grundsätzliche Eigenschaften der Diagramme von homogenen Antennenzeilen und ihre Darstellung besprochen, anschließend die Methoden beschrieben, nach denen heute die nebenzipfelgedämpften Antennenzeilen zu behandeln sind. Die folgenden Abschnitte entwickeln eine für manche Zwecke günstigere Methode, mit der man Antennenzeilen konstruieren kann, die bei gleicher Speisung ungleiche Abstände aufweisen. Durch Wahl verschiedener Antennenabstände können die Nebenmaximumhöhe, die Betriebsbandbreite, die Keulenbreite usw. verändert werden. Der letzte Abschnitt bringt einige Ausführungen von solchen Antennenzeilen.

1. Einführung

Zur Erzeugung von Richtcharakteristiken kennt man die Methode der gleichphasigen Zusammenschaltung von Antennen in Zeilen. Normalerweise bildet man die Antennenzeile mit gleichen Abständen zwischen den Antennen und speist sie alle mit derselben Amplitude und Phase. Meist vernachlässigt man bei der Berechnung der Eigenschaften einer solchen Antennenanordnung die Strahlungskopplung zwischen den einzelnen Elementen, und die Erfahrung hat gezeigt, daß eine solche Näherungslösung die Strahlungseigenschaften trotzdem recht gut wiedergibt.

Das Gruppendiagramm einer Antennenzeile — auf das Diagramm eines Einzelstrahlers soll überhaupt nicht eingegangen werden — wird im allgemeinen nach der Gittermethode berechnet, wie sie von

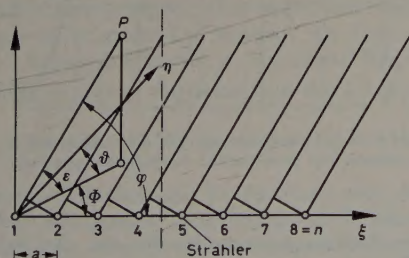


Bild 1. Koordinaten für eine Antennenzeile

der Beugung in der Optik her bekannt ist. Normiert man die Amplitude der n Strahler auf die Größe 1, dann gilt für das Fernfeld der Strahlungsanordnung nach Bild 1 die Summe

wenn

$$E_0 = \sum_{v=0}^{n-1} e^{j v u}, \quad (1)$$

$$u = k a \cos \varphi \quad (2)$$

ist. Dabei ist k die Wellenzahl $2\pi/\lambda$, a der Abstand zwischen den Antennen und φ der Winkel zwischen dem Fernstrahl und der ξ -Achse. Das Gruppendiagramm E_0 ist unabhängig von einer Rotation um die ξ -Achse. Man ist häufig geneigt, das Diagramm durch den Azimutwinkel θ und den Erhebungswinkel ε darzustellen. Mit Winkelbeziehungen aus der sphärischen Trigonometrie ergibt sich

$$\cos \varphi = \cos \Phi \cdot \cos \varepsilon = \sin \theta \cdot \cos \varepsilon \quad (3)$$

Setzt man noch $e^{j u} = z$ mit dem Betrag 1, dann ist Gl. (1) eine geometrische Reihe nach z^v , deren Summe

$$E_0 = \sum_{v=0}^{n-1} z^v = z^{\frac{n-1}{2}} \cdot \frac{z^{\frac{n}{2}} - z^{-\frac{n}{2}}}{z^{\frac{1}{2}} - z^{-\frac{1}{2}}} = z^{\frac{n-1}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{n u}{2}}{\sin \frac{u}{2}} \quad (4)$$

ist. Gibt man noch der Größe $u/2$ die Bezeichnung x , läßt den Phasenfaktor $z^{\frac{n-1}{2}}$ weg und dividiert die rechte Seite der Gl. (4) durch die Antennenanzahl n , damit die Hauptkeule den normierten Wert 1 bekommt, dann lautet die bekannte Formel für das Strahlungsdiagramm einer Antennenzeile

$$E_0 = \frac{\sin n x}{n \sin x} \quad (5)$$

Gl. (5) ist für $n = 8$ Antennen im Bild 2 dargestellt. Eines ihrer wesentlichen Merkmale ist die Periodizität mit 2π , die allerdings beschränkt ist, da x oder u nicht über eine bestimmte Grenze hinaus anwachsen kann, und zwar

$$|x| \leq \frac{k a}{2} = \frac{\pi a}{\lambda} \quad (6)$$

Die Grenze liegt bei einem Azimutwinkel $\vartheta = 90^\circ$. Wenn $\frac{a}{\lambda} \gg 1$ ist, dann können viele Nebenmaxima auftreten (bei $x = \pi, 2\pi, 3\pi, \dots$), die die Höhe des Hauptmaximums haben. Wird aber für spezielle Zwecke die Forderung aufgestellt, daß außer dem Hauptmaximum bei $x = 0$ ($\vartheta = 0$) kein weiteres existiert und im Nebenzipfelbereich die Amplitude der Strahlung nicht höher als das größte Zwischenmaximum zwischen $x = 0$ und $x = \pi$ werden darf, dann kann über die Breitbandigkeit eine Aussage gemacht werden (Bild 3). Für den Betriebsbereich gilt

$$x_u < \frac{\pi a}{\lambda} < x_0$$

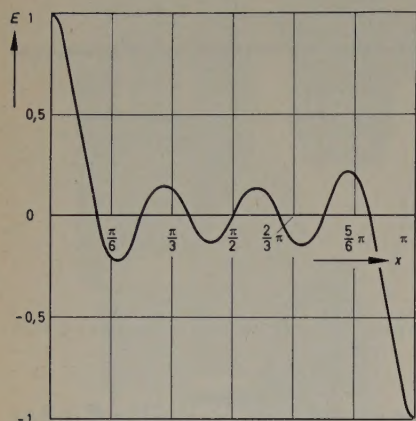


Bild 2. Strahlungscharakteristik für eine Zeile mit 8 Antennen bei homogener Amplitudenverteilung

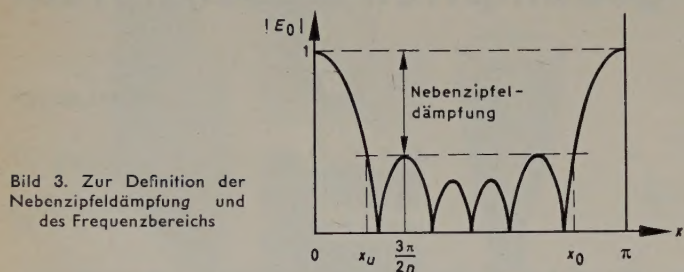


Bild 3. Zur Definition der Nebenzipfeldämpfung und des Frequenzbereichs

Da für λ_{\max} das Azimut $\vartheta = 90^\circ$ bei x_u erscheint, für λ_{\min} aber bei x_0 , ist das Frequenzverhältnis des Betriebsbereiches

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{x_0}{x_u} \quad (8)$$

Eine andere Eigenschaft dieser Antennenzeilen ist, daß sie zwischen den Zipfeln bei $x = 0, \pi, 2\pi, 3\pi, \dots$ immer $n - 2$ Nebenmaxima aufweisen. Die Höhe dieser Nebenzipfel wird zur Hauptkeule ins Verhältnis gesetzt und Nebenzipfeldämpfung genannt. Dabei interessiert im wesentlichen die größte Höhe der Nebenzipfel im Betriebsbereich. Sie fällt bei gleichgespeisten Antennenzeilen nicht unter 13,5 dB, was sich leicht an Hand von Gl. (5) nachprüfen läßt, wenn man $x = \frac{3\pi}{2n}$ (Bild 3) einsetzt.

Für die Halbwertsbreite der Hauptkeule kann Gl. (5) bei größerer Strahlerzahl n etwas vereinfacht werden, indem man den Sinus im Nenner durch sein Argument ersetzt und mit

$$\frac{\sin nx}{nx} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

dann

$$nx_H = 1,39 \quad (9)$$

erhält. Mit der Gleichung

$$x = \pi \frac{a}{\lambda} \sin \vartheta \cdot \cos \varepsilon \quad (10)$$

ist die Halbwertsbreite für ϑ bestimmbar.

Die Dämpfungsgrenze von 13,5 dB für die Nebenzipfel von gleichgespeisten Antennenzeilen reicht in vielen Fällen für die Störausblen-

dung nicht aus. Es gibt nun verschiedene Wege, dieses Hindernis zu überwinden.

Einer davon ist die sogenannte nichthomogene Amplitudenbelegung der Antennenzeile. Man weiß aus Erfahrung, daß die Nebenmaxima absinken, wenn die äußeren Antennen der Zeile gegenüber den inneren schwächer gespeist werden. Gleichphasige Erregung und gleicher Abstand a der Antennen sei immer Voraussetzung. Dann kann Gl. (4) erweitert werden, indem man für die einzelnen Strahler Amplitudenfaktoren einführt

$$E = \sum_{v=0}^{n-1} a_v \cdot z^v = a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + a_3 z^3 + \dots + a_{n-1} z^{n-1} \quad (11)$$

Zur Ermittlung des Zusammenhangs zwischen Amplitudenbelegung und Strahlungsdiagramm hat die Theorie zwei Wege beschritten.

1.1 Polynomprodukte

Bei Verwendung von Polynomen [1] der Form

$$P_{n-1} = 1 + z + z^2 + \dots + z^{n-1} \quad (12)$$

analog Gl. (4) erhält man homogene Belegung und beispielsweise ein Strahlungsdiagramm nach Bild 2. Werden aber mehrere solcher Polynome miteinander multipliziert, dann multiplizieren sich auch die Strahlungsdiagramme. Das bedeutet für den Hauptzipfel, daß er seinen Wert von 1 beibehält. Die Nebenzipfel des Produktes aber gehen zurück.

Wendet man zum Beispiel zweimal dasselbe Polynom nach Gl. (12) an und multipliziert es, dann ist

$$E = P_{n-1}^2$$

nach Multiplikation ein Polynom von der Form nach Gl. (11), wobei die a_v die Strombelegung angeben. Das Strahlungsdiagramm ist dann das Quadrat von Gl. (5)

$$E = \left(\frac{\sin nx}{n \sin x} \right)^2,$$

und man kann sofort sagen, daß die Dämpfung des ersten Nebenzipfels jetzt das Doppelte von nahezu 13,5 dB, nämlich 27 dB, beträgt.

Durch geschickte Wahl der Polynome, die man miteinander multiplizieren will, kann man alle möglichen Strahlungsdiagramme bekom-

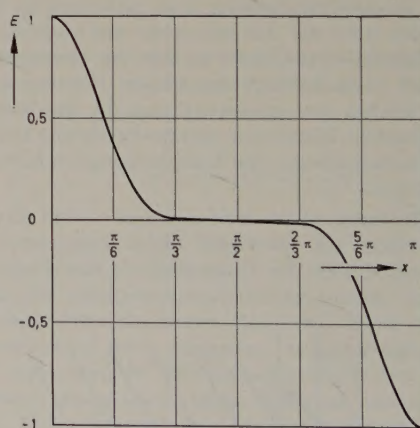


Bild 4. Strahlungscharakteristik einer Zeile mit 8 Antennen bei binomischer Amplitudenverteilung

men. Obige Amplitudenbelegung ist die sogenannte Giebelverteilung [2]. Eine andere Verteilung ist die binomische. Bei ihr werden nur Polynome der Form $1 + z$ verwendet und entsprechend potenziert, so daß sich

$$E = (1 + z)^{n-1} \quad (13)$$

ergibt. Das resultierende Polynom hat n Glieder wie Gl. (11); die Stromkoeffizienten der Antennen entsprechen den Binomialkoeffi-

zienten. Das Strahlungsdiagramm erhält man zunächst einmal aus $1 + z$ aus den Gl. (4) und (5) und endgültig mit dem Exponenten $n - 1$ zu

$$E = (\cos x)^{n-1} \quad (14)$$

Gl. (14) ist für $n = 8$ Antennen im Bild 4 dargestellt. Merkwürdig ist, daß das Diagramm überhaupt keine Nebenzipfel aufweist, dafür aber eine gegenüber Bild 2 wesentlich größere Halbwertsbreite der Hauptkeule. Diese Reziprozität zwischen Halbwertsbreite und Höhe der Nebenmaxima ist eine allgemeine Eigenschaft der Antennenzeilen überhaupt. Es tritt deshalb die Frage auf, ob man nicht eine Amplitudenbelegung angeben kann, die bei vorgegebener Nebenmaximumshöhe die kleinste Halbwertsbreite hat. Diese Fragestellung führte zum zweiten Weg der Theorie.

1.2 Dolphsche Verteilung

Faßt man das Strahlungsdiagramm als Tschebyscheffsches Polynom auf und vergleicht man die Koeffizienten mit einer zu Gl. (11) äquivalenten Reihe mit unbekannten Koeffizienten, dann können Ampli-

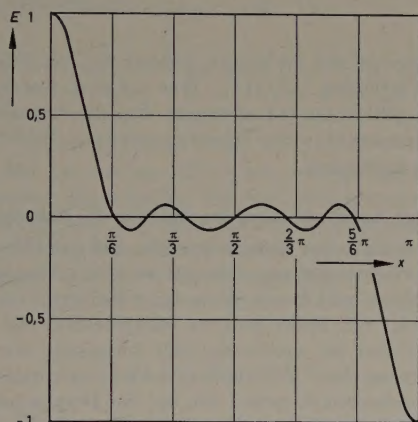


Bild 5. Strahlungscharakteristik einer Zeile mit 8 Antennen bei Dolphscher Amplitudenverteilung

tudenverteilungen für Antennenzeilen gewonnen werden, deren Strahlungsdiagramm Nebenmaxima aufweist, die alle gleich hoch sind und nur die vorgeschriebene Höhe erreichen (Bild 5). Ein solches Diagramm hat bei gegebener Nebenmaximumshöhe die geringste Halbwertsbreite. Leider haben diese Antennentypen mit nichthomogener Amplitudenbelegung Eigenschaften, die für die Praxis nicht immer günstig sind. Man benötigt dabei Verteiler, die eine unterschiedliche Strombelegung der Antennen ermöglichen. Es wäre jedoch viel angenehmer, wenn man die verschiedene Speisung umgehen könnte. Die nachfolgenden Kapitel sollen deshalb einen anderen Weg zeigen, wie man die Nebenzipfel der Gl. (5) vermindern kann.

2. Antennenzeilen mit ungleichen Abständen

Im Gegensatz zu den im ersten Abschnitt besprochenen Antennenzeilen, bei denen die Antennenabstände und Speisephasen gleich waren, die Strombelegung dagegen inhomogen, soll nun zunächst die Möglichkeit untersucht werden, Strahlerzeilen mit homogener Amplituden- und Phasenbelegung, aber ungleichen Abständen zwischen den Antennen aufzubauen. Die Methode der Polynomprodukte von Abschnitt 1.1 eignet sich hierfür in besonderer Weise.

Die Multiplikation zweier Polynome von der Art der Gl. (12)

$$P_m \cdot P_n = (1 + z + z^2 + \dots)(1 + z + z^2 + \dots) = 1 + 2z + \dots \quad (15)$$

ergibt ein neues Polynom, das Koeffizienten hat, die von Eins verschieden sind, weil gleiche Teilprodukte mehrfach vorkommen. Da diese Koeffizienten aber die Antennenstrombelegung darstellen und man eine homogene Belegung wünscht, sind solche Polynome zu suchen, deren Produktpolynom nur Koeffizienten der Größe 1 hat. Diese Forderung ist dadurch erfüllbar, daß man dem zweiten Polynom in Gl. (15) beispielsweise viel höhere Exponenten gibt, und zwar derart, daß die aneinander anschließenden Teilprodukte sich im Exponenten nicht überlappen.

Ist zum Beispiel

$$P_m \cdot P_n = (1 + z + z^2 + z^3)(1 + z^p + z^{2p} + z^{3p}) = 1 + z + z^2 + z^3 + z^p + z^{p+1} + z^{p+2} + z^{p+3} + z^{2p} + z^{2p+1} + z^{2p+2} + z^{2p+3}, \quad (16)$$

dann muß p größer als 3 und $2p$ größer als $p+3$ usw. sein. Da $z = e^{jka \cos \varphi}$, werden die Abstände zwischen den einzelnen Antennen gemäß Gl. (16)

$$a, a, a, (p-3)a, a, a, a, (p-3)a, a, a, a$$

Das Diagramm einer solchen Anordnung wäre das Produkt von Funktionen in der Art der Gl. (5), zum Beispiel

$$E = \frac{\sin nx}{n \sin x} \cdot \frac{\sin m \cdot p x}{m \sin px}$$

Es ginge für $p = 4$ in obigem Beispiel in die bekannte Form $\frac{\sin m p x}{m p \sin x}$ für gleiche Antennenabstände über. Die Höhe der Nebenmaxima in Gl. (16) ist aber nicht beliebig beeinflussbar. Das gelingt erst bei einem Polynom von der Form

$$P = 1 + z^m \quad (17)$$

Man setzt mehrere solcher Polynome zum Produkt zusammen, indem man die Exponenten in geschickter Weise wählt

$$E = (1 + z^{m_1})(1 + z^{m_2})(1 + z^{m_3}) \dots = 1 + z^{m_1} + z^{m_2} + z^{m_1+m_2} + z^{m_3} + z^{m_2+m_1} + z^{m_3+m_2} + z^{m_3+m_2+m_1} + \dots \quad (18)$$

Die Glieder der Reihe müssen so vertauscht werden, daß eine aufsteigende Exponentenreihe entsteht. Man kann das leicht übersehen, wenn man die m_i nur wenig voneinander verschieden macht. Am einfachsten ist beispielsweise die Wahl

$$m_1 = m, \quad m_2 = m + 1, \quad m_3 = m + 2$$

bei einer Beschränkung auf m_3 .

Dann wird Gl. (18) geordnet

$$E = 1 + z^m + z^{m+1} + z^{m+2} + z^{2m+1} + z^{2m+2} + z^{2m+3} + z^{3m+3}, \quad (19)$$

wobei $2m+1 > m+2$ und $3m+3 > 2m+3$ sein muß. Die Exponenten liefern eine aufsteigende Reihe. Die Antennenabstände sind mit Hilfe der Beziehung $Z = e^{jka \cos \varphi}$

$$m a, a, a, (m-1)a, a, a, m a, \quad (20)$$

also teilweise gleich, teilweise ungleich. Gl. (19) verlangt acht Strahler. Ihre Anordnung ist im Bild 6 wiedergegeben. Die Abstände der

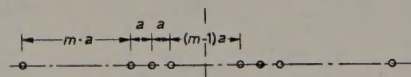


Bild 6. Schema für die Antennenabstände einer Zeile mit 8 Antennen

Antennen sind nach Gl. (20) bestimmt. Man erkennt sofort eine allgemeine Eigenschaft der Symmetrie bezüglich der Mitte der Anordnung (gestrichelt).

3. Das Strahlungsdiagramm

Während man der Gl. (19) mit Hilfe der Exponenten auf einfache Weise die Strahleranordnung entnimmt (Bild 6), muß für das Strahlungsdiagramm auf Gl. (18) zurückgegriffen werden. Zieht man dort aus jedem der Faktoren $z^{\frac{m_i}{2}}$ heraus, dann verbleibt von Gl. (18)

$$E = z^{\frac{m_1}{2}} + z^{\frac{m_2}{2}} + z^{\frac{m_3}{2}} + \dots \left(z^{\frac{m_1}{2}} + z^{-\frac{m_1}{2}} \right) \left(z^{\frac{m_2}{2}} + z^{-\frac{m_2}{2}} \right) \times \left(z^{\frac{m_3}{2}} + z^{-\frac{m_3}{2}} \right) \dots \quad (21)$$

Führt man wieder die Beziehung

$$z = e^{jka \cos \varphi} = e^{j2x} \quad (22)$$

ein und vernachlässigt den Phasenfaktor $z^{\frac{m_p}{2}}$, so wird bis auf einen konstanten Faktor aus Gl. (21) die Strahlungskeule

$$E = \cos m_1 x \cdot \cos m_2 x \cdot \cos m_3 x \dots \cos m_\mu x \quad (23)$$

Der Vorteil dieser Produktdarstellung zeigt sich im Bild 7. Man kann aus den Nullstellen der Kosinusfaktoren sofort die Nullstellen des Strahlungsdiagramms ablesen und berechnen.

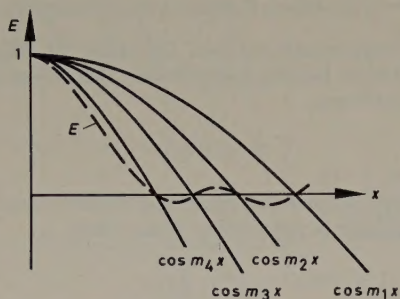


Bild 7. Prinzip für die Konstruktion der Strahlungscharakteristik einer Zeile mit ungleichen Antennenabständen

Macht man die Größen $m_1 \dots m_\mu$ nicht allzu verschieden voneinander, dann werden die Nullstellen wie im Bild 7 nacheinander durch $m_1 \dots m_\mu$ bestimmt. Analog zu dem Beispiel in Gl. (19) wählt man die $m_1 \dots m_\mu$ zu

$$m_1 = m + b_1, \quad m_2 = m + b_2, \quad m_3 = m + b_3, \dots \quad (24)$$

Auf diese Weise kann Gl. (23) umgeschrieben werden in

$$E = \cos \left(1 + \frac{b_1}{m} \right) m x \cdot \cos \left(1 + \frac{b_2}{m} \right) m x \cdot \cos \left(1 + \frac{b_3}{m} \right) m x \dots, \quad (25)$$

und da m meist eine relativ große Zahl ist, kann die Berechnung und Aufzeichnung der Strahlungsdiagramme durch die Transformation

$$y = m x \quad (26)$$

wesentlich vereinfacht und übersichtlicher gemacht werden. Dann wird für die Strahlungskeule

$$E = \cos \left(1 + \frac{b_1}{m} \right) y \cdot \cos \left(1 + \frac{b_2}{m} \right) y \cdot \cos \left(1 + \frac{b_3}{m} \right) y \dots \times \cos \left(1 + \frac{b_\mu}{m} \right) y \quad (27)$$

Für eine Antennenzeile mit $n = 8$ Antennen, wie zum Beispiel im Bild 6, bei der wieder wie im letzten Abschnitt für $b_1 = 0$, für $b_2 = 1$ und für $b_3 = 2$ eingesetzt und der zunächst noch willkürliche Parameter $m = 5$ gesetzt wird, bekommt man ein Diagramm nach Bild 8, das gleichzeitig das Konstruktionsverfahren zeigt.

Wissenswerte Größen über das Diagramm, wie beispielsweise die Halbwertsbreite der Hauptkeule, können dadurch ermittelt werden, daß man y_H aus Bild 8 entnimmt und dann über die Gl. (26) und (10) die Halbwertsbreite berechnet.

Auf einen Grenzfall der angegebenen Methode soll hier noch hingewiesen werden. Er ist mit der Möglichkeit verknüpft, die Höhe der Nebenmaxima zu beeinflussen. Betrachtet man Bild 7, dann erkennt

man, daß die Nebenmaxima zwischen den aufeinanderfolgenden Nullstellen der Kosinusfaktoren liegen. Es ist leicht einzusehen, daß die Nebenmaxima um so kleiner sein müssen, je näher die Nullstellen beieinander liegen. Das geschieht aber durch Aneinanderrücken der Größen $m_1 \dots m_\mu$ und wird in den Gl. (24) bis (27) allein schon dadurch erreicht, daß man m größer und größer werden läßt. Die Nullstellen der Kosinusfaktoren von Gl. (27) häufen sich dann immer mehr bei $y = \pi/2$. Das würde für x nach Gl. (26) bedeuten, daß es immer kleiner werden muß und damit auch der Antennenabstand a im Bild 6. Betrachtet man dagegen die Antennenabstände ma nach Gl. (20), dann stellt man fest, daß sie konstant bleiben. Es gilt

$$\pi \frac{ma}{\lambda} \cos \varphi \rightarrow \frac{\pi}{2}$$

Im Bild 6 werden sich demnach für $m \rightarrow \infty$ die Antennen 2, 3, 4 und die Antennen 5, 6, 7 je in einem Punkt häufen, während die Abstände zwischen den Häufungspunkten ma sind.

Für diesen Grenzwert kann Gl. (27) dann als Potenz

$$E = \cos^\mu y$$

geschrieben werden und ist nichts anderes als das Diagramm einer binomischen Verteilung (Gl. (14)). Man erkennt das ebensogut auch daran, daß Gl. (18) in Gl. (13) übergeht. Für die Strombelegung wird dann die Antennenzahl in den Häufungspunkten (Bild 6) durch binomische Zahlen angegeben.

4. Gleichmäßige Approximation der Null für die Nebenmaxima

Im letzten Abschnitt war gezeigt worden, daß die Höhe der Nebenmaxima, die zwischen den zum Beispiel im Bild 7 angegebenen ersten μ Nullstellen liegen und durch jeden der μ Faktoren von Gl. (23) bestimmt werden, mit Hilfe von m entsprechend Gl. (24) veränderbar sind. Dabei ist nichts darüber ausgesagt worden, welche Größenverhältnisse diese Nebenmaxima unter sich haben werden. Es wäre nun wünschenswert, genau wie bei der Dolphschen Verteilung, durch die Tschebyscheffschen Polynome im Abschnitt 1.2 in dem besagten Nebenmaximumsbereich bis $y = \pi/2$ eine gleichmäßige Approximation der Null durchzuführen. Das würde in praxi bedeuten, die noch verfügbaren $b_1 \dots b_\mu$ in den Gl. (24) bis (27) so zu wählen, daß alle Nebenmaxima in ihrem absoluten Betrag gleich hoch werden.

Bei nicht zu vielen Antennen läßt sich diese Forderung auf einfache Weise ohne viel Rechenaufwand erfüllen. Im Bild 8 ist über die $b_1 \dots b_3$

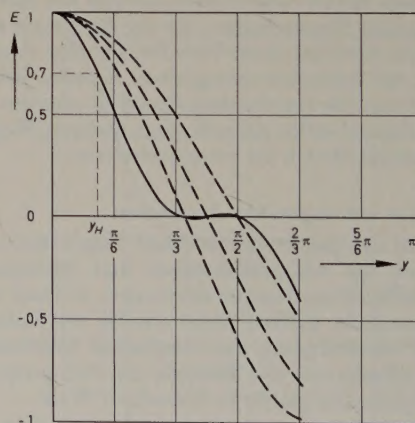


Bild 8. Konstruktion der Strahlungscharakteristik einer Zeile mit 8 Antennen und ungleichen Abständen

verfügt worden, und zwar war $b_1 = 0$, $b_2 = 1$ und $b_3 = 2$. Bild 8 liefert dann zwei Nebenmaxima, die nicht gleich hoch sind. Es genügt nun schon eine kleine Verschiebung der mittleren Nullstelle, um die beiden Nebenmaxima gleich hoch zu machen. Das drückt sich in einer sehr kleinen Veränderung von b_2 aus, die durch

$$b_2' = b_2 + \Delta \quad (28)$$

angegeben sei. Das alte Diagramm im Bild 8 ist danach durch

$$E_a = \cos\left(1 + \frac{b_1}{m}\right)y \cdot \cos\left(1 + \frac{b_2}{m}\right)y \cdot \cos\left(1 + \frac{b_3}{m}\right)y \quad (29)$$

gekennzeichnet, während das neue gesuchte Diagramm die Form

$$\begin{aligned} E_n &= \cos\left(1 + \frac{b_1}{m}\right)y \cdot \cos\left(1 + \frac{b_2'}{m}\right)y \cdot \cos\left(1 + \frac{b_3}{m}\right)y \\ &= \cos\left(1 + \frac{b_1}{m}\right)y \cdot \cos\left(1 + \frac{b_2 + \Delta}{m}\right)y \cdot \cos\left(1 + \frac{b_3}{m}\right)y \end{aligned} \quad (30)$$

haben soll. Gl. (30) ist mit dem trigonometrischen Additionstheorem in

$$\begin{aligned} E_n &= \cos\left(1 + \frac{b_1}{m}\right)y \cdot \cos\left(1 + \frac{b_2}{m}\right)y \cdot \cos\left(1 + \frac{b_3}{m}\right)y \cdot \cos\frac{\Delta}{m}y - \\ &\quad - \cos\left(1 + \frac{b_1}{m}\right)y \cdot \sin\left(1 + \frac{b_2}{m}\right)y \cdot \cos\left(1 + \frac{b_3}{m}\right)y \cdot \sin\frac{\Delta}{m}y \end{aligned}$$

zerlegbar. Da, wie bereits erwähnt, Δ sehr klein sein wird, kann dafür mit Gl. (29) die Näherung

$$E_n = E_a - \frac{\Delta \cdot y}{m} \cos\left(1 + \frac{b_1}{m}\right)y \cdot \sin\left(1 + \frac{b_2}{m}\right)y \cdot \cos\left(1 + \frac{b_3}{m}\right)y \quad (31)$$

eingesetzt werden. Da nun aus Bild 8 alle erforderlichen Größen ablesbar sind, nämlich die y -Stellen der zwei Nebenmaxima y_1 , y_2 und auch ihre Höhen E_{a1} und E_{a2} , kann man für die gesuchte Größe Δ eine Bestimmungsgleichung aufstellen, und zwar sollen die beiden Nebenmaxima des neuen Diagramms E_n betragsmäßig gleich hoch sein. Da sie sich aber im Vorzeichen unterscheiden, lautet die Bestimmungsgleichung

$$E_{n1} + E_{n2} = 0 \quad (32)$$

Setzt man Gl. (31) hier für die zwei Nebenmaximastellen ein, dann kann Δ sofort mit ausreichender Genauigkeit berechnet werden. Das zugehörige Polynom zum Bestimmen der Antennenabstände ist dann wie Gl. (19), nur mit den entsprechenden Exponenten für m_1 , m_2 und m_3 .

$$\begin{aligned} E &= (1 + z^{m+b_1})(1 + z^{m+b_2'}) (1 + z^{m+b_3}) \\ &= 1 + z^{m+b_1} + z^{m+b_2'} + z^{m+b_3} + z^{2m+b_1+b_2'} + z^{2m+b_1+b_3} + \\ &\quad + z^{2m+b_2'+b_3} + z^{3m+b_1+b_2'+b_3} \end{aligned} \quad (33)$$

Ganz analog hierzu verläuft die Rechnung, wenn wie im Bild 7 vier Kosinusfaktoren vorkommen. Dort müssen dann allerdings m_2 und m_3 ausgeglichen werden, indem man

$$m_2 = m + b_2 + \Delta_1 \quad \text{und} \quad m_3 = m + b_3 + \Delta_2$$

setzt. Die zu Gl. (31) analoge Gleichung ist

$$\begin{aligned} E_n &= E_a - \frac{\Delta_1 \cdot y}{m} \cos\left(1 + \frac{b_1}{m}\right)y \cdot \sin\left(1 + \frac{b_2}{m}\right)y \cdot \cos\left(1 + \frac{b_3}{m}\right)y \times \\ &\quad \times \cos\left(1 + \frac{b_4}{m}\right)y - \frac{\Delta_2 \cdot y}{m} \cos\left(1 + \frac{b_1}{m}\right)y \cdot \cos\left(1 + \frac{b_2}{m}\right)y \times \\ &\quad \times \sin\left(1 + \frac{b_3}{m}\right)y \cdot \cos\left(1 + \frac{b_4}{m}\right)y \end{aligned}$$

Statt Gl. (32) bekommt man für die drei Nebenmaxima die zwei Gleichungen

$$E_{n1} + E_{n2} = 0$$

$$E_{n2} + E_{n3} = 0$$

In entsprechender Weise verläuft die Ausgleichsrechnung für höhere μ .

5. Beispiele

Wie am Schluß von Abschnitt 3 ausgeführt wurde, ist die Antennen-

zahl in den Häufungsgebieten durch die binomischen Zahlen bestimmt. Auf Grund der Beziehung

$$\sum_{v=0}^{\mu} \binom{\mu}{v} = 2^{\mu}$$

ist die Summe der notwendigen Antennen für ein Diagramm nach Gl. (27) 2^{μ} . Da μ nur ganzzahlig sein kann, sind für die vorliegende Methode nur Antennenzeilen verwendbar, die 4, 8, 16, 32, ... Antennen haben. Im folgenden seien die Verhältnisse für einige Typen aufgezeigt.

Das Frequenzverhältnis nach Gl. (8) für den Betriebsbereich, in dem die Nebenstrahlung nicht über die Höhe der Nebenmaxima ansteigt, wird ähnlich Gl. (8)

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{y_0}{y_u}$$

definiert, wie im Bild 9 dargestellt.

5.1 Erstes Beispiel: 4 Antennen

Das Polynom ist

$$E = (1 + z^m)(1 + z^{m+1}) = 1 + z^m + z^{m+1} + z^{2m+1},$$

die Antennenabstände (Bild 10) sind $A_1 = ma$, $A_2 = a$, $A_3 = ma$, und das Diagramm ist durch $E = \cos y \cdot \cos(1 + 1/m)y$ gegeben.

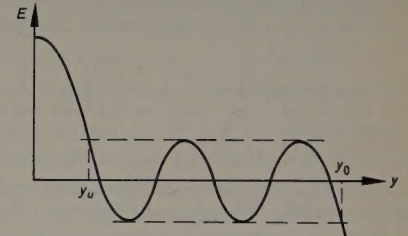


Bild 9. Zur Definition des Betriebsfrequenzbereichs

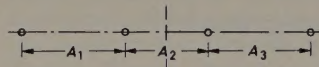


Bild 10. Antennenanordnung einer Zeile mit 4 Antennen und ungleichen Abständen

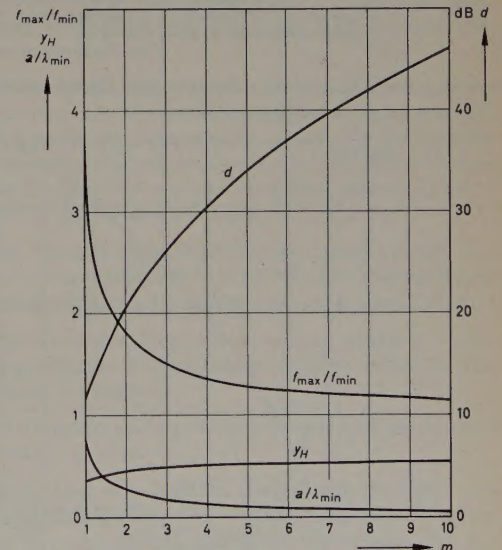


Bild 11. Nebenzipfeldämpfung d , Frequenzverhältnis f_{\max}/f_{\min} , Halbwertsbreitengröße y_H und charakteristische Abstandsgröße a/λ_{\min} für eine Zeile mit 4 Antennen und ungleichen Abständen

Im Bild 11 sind die Nebenzipfeldämpfung in dB, das Frequenzverhältnis $\frac{f_{\max}}{f_{\min}}$, die Halbwertsbreitengröße y_H und die Größe a/λ_{\min} in Abhängigkeit von m zu sehen. a/λ_{\min} soll die Größenverhältnisse bezüglich der Frequenz darstellen. Mit den Gl. (26) und (8) ergibt sich für den Punkt y_0 im Bild 9

$$y_0 = m x_0 = m \pi \frac{a}{\lambda},$$

wenn dort die 90°-Strahlung ($\vartheta = 90^\circ$) erfolgen soll. Da bei y_0 die obere Frequenzgrenze ist, muß

$$\frac{a}{\lambda_{\min}} = \frac{y_0}{m\pi} \quad (34)$$

sein. Damit können die Antennenabstände A_v in Wellenlängen angegeben werden.

Für die Halbwertsbreitengröße y_H (Bild 8) gilt die Beziehung

$$y_H = m\pi \frac{a}{\lambda} \sin \vartheta_H \cos \varepsilon, \quad (35)$$

der die Halbwertsbreite ϑ_H für jede Frequenz zu entnehmen ist.

5.2 Zweites Beispiel: 8 Antennen mit zwei gleich hohen Nebenmaxima

Für diesen Fall hat das Polynom den Wert

$$E = (1 + z^m) (1 + z^{m+b}) (1 + z^{m+2}),$$

mit $b_1 = 0$, $b_2' = b$, $b_3 = 2$; b liegt in der Nähe von 1.

$$E = 1 + z^m + z^{m+b} + z^{m+2} + z^{2m+b} + z^{2m+2} + z^{2m+2+b} + z^{3m+2+b}$$

Die Antennenabstände (Bild 12) sind $A_1 = ma$, $A_2 = ba$, $A_3 = (2-b)a$, $A_4 = (m+b-2)a$, während das Diagramm durch

$$E = \cos y \cdot \cos \left(1 + \frac{b}{m}\right) y \cdot \cos \left(1 + \frac{2}{m}\right) y$$
 gegeben ist.

Die Größe b ist nach Abschnitt 4 für jedes m bestimmt worden.

Im Bild 13 sind wieder die Nebenzfeldämpfung in dB, das Frequenzverhältnis des Betriebsbereiches, die Halbwertsbreitengröße, die Größe a/λ_{\min} und dazu der Parameter b in Abhängigkeit von m aufgetragen.

Die Gl. (34) und (35) gelten hier in gleicher Weise.

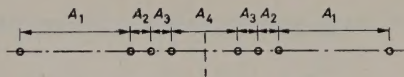


Bild 12. Antennenanordnung einer Zeile mit 8 Antennen und ungleichen Abständen

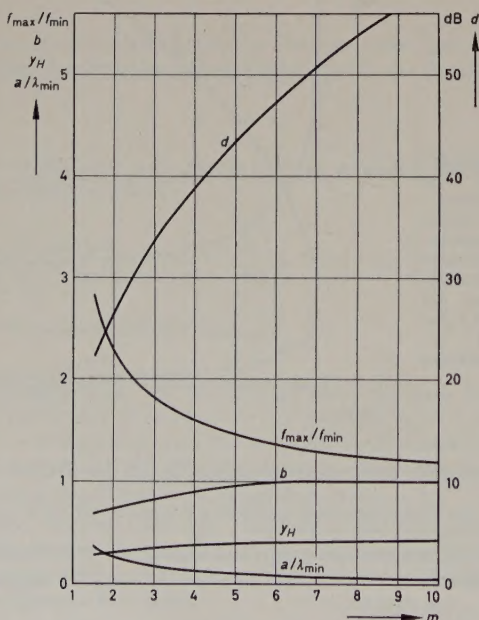


Bild 13. Nebenzfeldämpfung d , Frequenzverhältnis f_{\max}/f_{\min} , Halbwertsbreitengröße y_H , charakteristische Abstandsgröße a/λ_{\min} und Ausgleichsparameter b für die Nebenmaxima für eine Zeile mit 8 Antennen und ungleichen Abständen

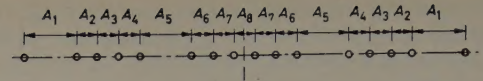


Bild 14. Antennenanordnung einer Zeile mit 16 Antennen und ungleichen Abständen

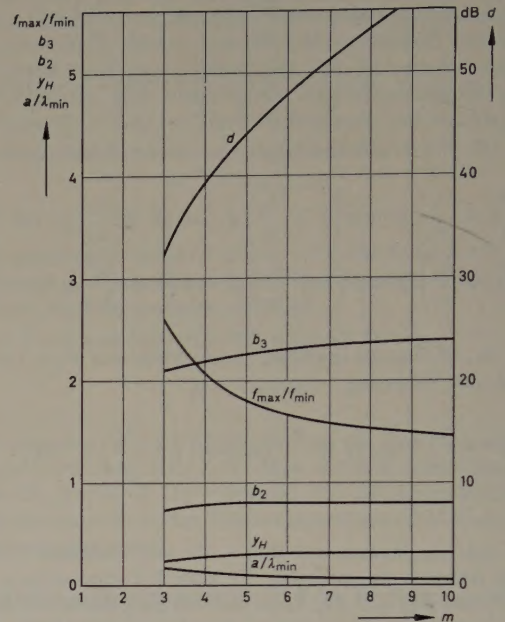


Bild 15. Nebenzfeldämpfung d , Frequenzverhältnis f_{\max}/f_{\min} , Halbwertsbreitengröße y_H , charakteristische Abstandsgröße a/λ_{\min} und die beiden Ausgleichsparameter b_2 und b_3 für eine Zeile mit 16 Antennen und ungleichen Abständen

5.3 Drittes Beispiel: 16 Antennen mit drei gleich hohen Nebenmaxima

Hier gilt das Polynom

$$E = (1 + z^m) (1 + z^{m+b_2}) (1 + z^{m+b_3}) (1 + z^{m+4})$$

mit

$$b_1 = 0, b_2' = b_2, b_3' = b_3, b_4 = 4, b_2 \approx 1, b_3 \approx 2$$

$$E = 1 + z^m + z^{m+b_2} + z^{m+b_3} + z^{m+4} + z^{2m+b_2} + z^{2m+b_3} + z^{2m+b_2+b_3} + z^{2m+4} + z^{2m+b_2+4} + z^{2m+b_3+4} + z^{3m+b_2+b_3} + z^{3m+b_2+4} + z^{3m+b_3+4} + z^{3m+b_2+b_3+4} + z^{4m+b_2+b_3+4}$$

Die Antennenabstände (Bild 14) sind

$$\begin{aligned} A_1 &= ma & A_5 &= (m + b_2 - 4)a \\ A_2 &= ba & A_6 &= (b_3 - b_2)a \\ A_3 &= (b_3 - b_2)a & A_7 &= b_2a \\ A_4 &= (4 - b_3)a & A_8 &= (4 - b_2 - b_3)a \end{aligned}$$

Für das Diagramm gilt

$$E = \cos y \cdot \cos \left(1 + \frac{b_2}{m}\right) y \cdot \cos \left(1 + \frac{b_3}{m}\right) y \cdot \cos \left(1 + \frac{4}{m}\right) y$$

Die Größen b_2 und b_3 sind nach Abschnitt 4 für jedes m bestimmt worden.

Im Bild 15 sind die Nebenzfeldämpfung in dB, das Frequenzverhältnis, die Halbwertsbreitengröße, die Größe a/λ_{\min} und die Parameter b_2 und b_3 in Abhängigkeit von m aufgetragen. Gl. (34) und (35) haben auch hier Gültigkeit.

Schrifttum

- [1] Schelkunoff, S. A.: A mathematical theory of linear arrays. Bell. Syst. techn. J. Bd. 22 (1943) S. 80
- [2] Silver, S.: Microwave Antenna Theory and Design. MIT Radiation Laboratory Series Bd. 12. New York 1949, McGraw Hill
- [3] Dolph, C. L.: A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beam width and side-lobe level. Proc. IRE Bd. 34 (1946) S. 335

(eingegangen am 23. Dezember 1959)

Neuere subjektiv-akustische Untersuchungen über die Nachhallzeit

DK 681.84.087.7

Es werden einige neue subjektiv-akustische Untersuchungen über die Wahrnehmung des Nachhalls und über den Zusammenhang zwischen Nachhallzeit und musikalischem Tempo mitgeteilt, aus denen aber noch keine Schlußfolgerungen zu ziehen sind. Zwei wichtige Ergebnisse lassen sich dennoch feststellen: Die bisherigen Versuche lassen darauf schließen, daß die Einführung des Begriffs der subjektiven Nachhallzeit begründet ist und daß diese beim Urteil der Zuhörer eine größere Rolle spielt als die physikalische Nachhallzeit. Wie aus der zweiten Versuchsserie zu ersehen ist, zeigt sich schon der Zwang, das langsamere Tempo mit längerer Nachhallzeit und das schnellere Tempo mit kürzerer Nachhallzeit subjektiv zu verbinden.

In der akustischen Forschung treten immer häufiger Probleme auf, bei denen die Untersuchungen nicht oder nicht nur mit objektiven Mitteln, also mit Instrumenten, durchgeführt werden können, sondern es müssen die objektiven Messungsergebnisse durch Tests mit vielen Personen kontrolliert werden. Auf diesem Grundgedanken entstanden die subjektiven akustischen Untersuchungen, die heute schon überall dort angewendet werden, wo raumakustische Forschung getrieben wird. Die subjektiv-akustischen Untersuchungen, die sich auf die Nachhallzeit beziehen, gehen in Ungarn auf eine Tradition von mehr als 20 Jahren zurück. In einer 1936 veröffentlichten Arbeit über die optimale Nachhallzeit in kleinen Musiksälen untersuchte Békésy [1] die Verbindung der Nachhallzeit mit mehreren subjektiven Faktoren.

Damals herrschte noch die Auffassung, daß die Hörsamkeit eines Saales mit der Zeitdauer des physikalischen Nachhalls zu charakterisieren sei. Heute bedient man sich zur Charakterisierung der akustischen Verhältnisse eines Saales mehrerer Begriffe: der Frequenzschwankung, der Richtungsdiffusität, der Deutlichkeit, der Energieverteilung usw. Man ist also nicht mehr ausschließlich auf die Messung der Nachhallzeit angewiesen. Der Nachhall hängt aber noch immer mit subjektiven Eindrücken zusammen, die noch der Untersuchung bedürfen.

Die Notwendigkeit solcher detaillierter Untersuchungen ergab sich zum Beispiel, um eine Antwort auf die Frage zu erhalten, wie man eigentlich den Nachhallvorgang wahrnimmt, was und inwiefern was von der Nachhallzeit beeinflusst wird, mit welchen subjektiven Faktoren sie im Zusammenhang steht und welche Anforderungen eine Musikvorführung an den Nachhall stellt.

Nachstehend seien die Ergebnisse zweier Serien von Experimenten mitgeteilt, mit denen einige offene Fragen des Nachhallproblems untersucht wurden. Die erste Versuchsserie hatte die Wahrnehmung des Nachhalls zum Gegenstand, die zweite dagegen den Zusammenhang zwischen optimaler Nachhallzeit und musikalischem Tempo.

1. Subjektive Nachhallzeit

Es ist eine allgemeine Beobachtung, daß ein durchschnittlicher Konzertbesucher, Musikfreund und Rundfunkhörer während des Musikhörens einen Unterschied zwischen den verschiedenen Nachhallzeiten gut feststellen kann. Er ist sozusagen fähig, auf den „Hall“ der kleineren oder größeren Konzertsäle oder auf die hallenden Rundfunksendungen oder Schallplattenaufnahmen zu reagieren. Gleichzeitig ist aber auch festzustellen, daß die Wahrnehmung des Nachhalls von der Schallintensität abhängt. In einem Konzertsaal kann die Nachhallzeit während eines Pianos viel weniger beurteilt werden als während eines Forte. Beim Rundfunk- oder Schallplattenhören ist die Hall-Empfindung außerdem von der Stellung des Lautstärkereglers abhängig.

Nach einer physikalischen Definition ist die Nachhallzeit im wesentlichen ein Steilheitswert, der von der Intensität unabhängig ist. Es ist aber auch möglich, daß das menschliche Ohr nicht auf die Steilheit reagiert und sie nicht auswertet, dafür aber jene Zeit, die die abfallende Lautstärke benötigt, bis sie nach Beendigung des Schallereignisses auf den Geräuschpegel oder bis zur Hörschwelle absinkt.

Definiert man diese Zeitspanne als subjektive Nachhallzeit, dann kann die subjektive Nachhallzeit t_s kürzer, gleich oder länger als die physi-

kalische Nachhallzeit t_p sein, je nachdem, ob die Intensität im Augenblick des Abschaltens der Schallquelle von einem niedrigeren, gleichen oder höheren Pegel als 60 dB über dem Geräuschpegel anzulaufen beginnt (Bild 1).

Zwar ist die klassische Definition der physikalischen Nachhallzeit gut greifbar und liefert auch eine ausgezeichnet brauchbare raumakustische Einheit, aber man glaubt doch, daß sie zur Charakterisierung spezieller Eigenschaften des Ohres und unter gewissen schallaufnahmetechnischen Umständen weniger geeignet sei als der Begriff der subjektiven Nachhallzeit, die der Wirklichkeit besser entspricht.

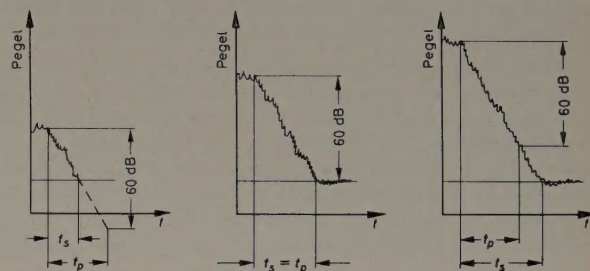


Bild 1. Vergleich zwischen der physikalischen und subjektiven Nachhallzeit. Die subjektive Nachhallzeit (t_s) kann kürzer, gleich lang oder länger als die physikalische (t_p) sein, abhängig von der Intensität des Abklinganfangs

Die experimentellen Untersuchungen wurden nach folgender Methode ausgeführt: Aus den für die Versuchsreihen ausgewählten Musikaufnahmen wurden immer zwei verschiedene nacheinander den Zuhörern zwecks Beurteilung der wahrnehmbaren Unterschiede vorgeführt. Die Auswertung umfaßte stets die Urteile einer größeren Zuhörerschaft. Die musikalischen Beispiele wurden aus Werken von Beethoven, Brahms, Wagner, Bartók sowie aus Tanzmusik zusammengestellt, und zwar aus jedem der Werke Ausschnitte von 2...3 Minuten Spieldauer. Bei der Zusammenstellung des Versuchsmaterials waren folgende Gesichtspunkte maßgebend:

- 1) Es sollten Musikstücke sein, die möglichst das ganze Tonfrequenzspektrum umfassen, um die Frequenzabhängigkeit auszuschalten. Von diesem Gesichtspunkt aus schienen die großen Orchesterwerke am geeignetsten. Wahrscheinlich ist ein Zusammenhang auch zwischen der Empfindung der Nachhallzeit und der Frequenzbegrenzung nachzuweisen; wurde jedoch bisher nicht untersucht.
- 2) Es sollten Werke verschiedener Stilrichtungen sein, um den Zusammenhang zwischen musikalischem Stil oder Tempo und optimaler Nachhallzeit zu berücksichtigen, der später noch zu behandeln ist.
- 3) Die ausgewählten Teile der Musikstücke sollten möglichst mindestens eine nach irgendeinem Akkord folgende Pause enthalten, um die Nachhallzeit messen zu können.
- 4) Aus ästhetischen Gründen sollten abgeschlossene kürzere musikalische Einheiten gewählt werden.

Die Original-Nachhallzeiten der einzelnen Aufnahmen stimmten mit nur wenigen Unterschieden überein. Um verschiedene Nachhallzeiten zu erhalten, wurden von allen Aufnahmen durch Überspielen über ein Nachhallgerät der Firma *Elektrométechnika* [2] mehrere Magnettonkopien hergestellt. Bei der Zusammenstellung der Musikstückpaare wurden folgende Gesichtspunkte berücksichtigt:

- a) Es sollten solche Paare gewählt werden, die sich bei gleicher physikalischer Nachhallzeit t_p nur hinsichtlich ihrer Dynamik unterscheiden (Bild 2). Beim Abhören wurde Sorge dafür getragen, daß der elektrische Geräuschpegel über dem Raumgeräusch liegt. Beim Einstellen des Dynamikunterschiedes zwischen den zwei Aufnahmen war ein Kompromiß zwischen zwei entgegengesetzten Forderungen zu schließen. Es ist nämlich für die Auswertung vorteilhaft, diesen

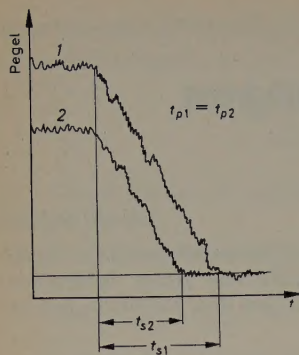


Bild 2. Gleich lange physikalische Nachhallzeiten ($t_{p1} = t_{p2}$). Das Abklingen beginnt aber bei zwei verschiedenen Pegeln (1, 2), daher ergeben sich zwei verschiedene subjektive Nachhallzeiten ($t_{s1} > t_{s2}$)

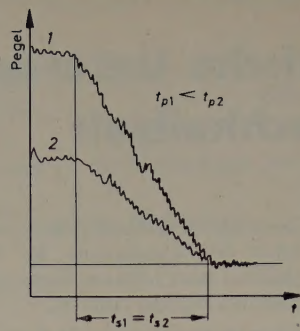


Bild 3. Verschieden lange physikalische Nachhallzeiten ($t_{p1} > t_{p2}$), wobei aber die subjektiven Nachhallzeiten mit verschiedenen Anfangspegeln (1, 2) gleich lang eingestellt sind ($t_{s1} = t_{s2}$)

Unterschied groß zu wählen, in diesem Fall aber kann das Signal/Geräusch-Verhältnis bei der kleineren Dynamik störend wirken.

b) Es sollten Paare zusammengestellt werden, bei denen man neben mittleren Schallstärken eine ungefähr gleiche subjektive Nachhallzeit t_s erhält, so daß das eine der Paare von einem höheren Pegel und mit kurzer physikalischer Nachhallzeit t_{p1} , das andere aber von einem niedrigeren Pegel und mit längerer physikalischer Nachhallzeit t_{p2} verläuft (Bild 3). Die gleiche subjektive Nachhallzeit entsteht natürlich nur bei einer bestimmten Lautstärke. Der Vergleich der Nachhallzeiten mit den Messungen erfolgte bei den größten Lautstärken.

c) Es sollten auch solche Paare vorkommen, bei denen man nicht die selben, sondern zwei verschiedene Musikstücke vergleichen soll.

d) Es sollten schließlich „Entlarvungstests“ stattfinden, bei denen die Urteilsfähigkeit der Zuhörer kontrollierbar ist.

Die Regelung der entsprechenden Intensitätspegel sowie die Messung der Nachhallzeiten erfolgten mit einem Pegelschreiber von Brüel & Kjær. Die Genauigkeit der Einstellungen war im allgemeinen — wegen des öfteren Umspiels und wegen der Charakteristik des Nachhallgerätes und der Mischregler — ungefähr 10%. Die nach obigen Gesichtspunkten ausgewählten Musikstückpaare — insgesamt zwölf solcher Paare — wurden auf demselben Magnetband aufgenommen und mit einem Wiedergabesystem guter Qualität vor einer größeren Zuhörerschaft bei drei Gelegenheiten abgespielt. Am ersten Versuch nahmen zwölf akustische Forscher teil, am zweiten 30 Ton-techniker und Akustiker, am dritten 65 Studenten. Vor dem Abhören erhielten die Zuhörer die wichtigsten zur Auswertung nötigen Instruktionen.

Die Zuhörer notierten nach jedem Musikstückpaar, welcher der beiden Hall- oder Abklingvorgänge als länger empfunden wurde. Nachstehend die Ergebnisse der Versuche:

1) Die Hauptfrage, nämlich ob das Ohr für die physikalische oder für die subjektive Nachhallzeit empfindlich sei, wurde wie folgt beantwortet: Für die Auswertung hatte man jene Paare benutzt, bei denen die physikalische Nachhallzeit gleich war. Nur hinsichtlich der Pegel war ein Unterschied, so daß sich infolgedessen die wahrnehmbaren Abklingzeiten als ungleich erwiesen. Fand der Hörer den bei höherem Pegel beginnenden Nachhall länger, so reagierte er auf die subjektive Nachhallzeit, fand er aber die beiden Nachhallvorgänge gleichlang, dann reagierte er auf die physikalische Nachhallzeit. Die Antworten, die in beiden Fällen die kürzere Nachhallzeit als länger notierten, wurden als Irrtum betrachtet. Die prozentuale Aufteilung dieser Beispiele auf Grund von 317 auswertbaren Urteilen ist folgende:

physikalisch	subjektiv	irrtümlich
25%	40%	35%

Untersucht man — die Urteile der Studenten außer acht lassend — die ungefähr 100 Antworten der älteren, sich größtenteils mit der Akustik befassenden Personen, dann erhält man:

physikalisch	subjektiv	irrtümlich
28%	57%	15%

Diese Aufteilung bringt das Empfinden der subjektiven Nachhallzeit viel prägnanter zum Ausdruck. An diesem Verhältnis ändert sich auch

dann im wesentlichen nichts, wenn man die auf die „Entlarvungstests“ falsch abgegebenen Antworten außer acht läßt, weil diese Versuchsgruppe auf die Entlarvungstests 82% richtige Antworten gegeben hat. Die Studenten erreichten natürlich kein so gutes Ergebnis, teils wegen ihres weniger geübten Gehörs, teils wegen der Dekonzentration, die sich im Laufe des Versuchs immer stärker bemerkbar machte.

2) Es können auch einige weitere Ergebnisse aus den erhaltenen Antworten abgelesen werden. Im Bild 4 ist die prozentuale Anzahl der falschen Antworten als Funktion der relativen Änderung der physikalischen Nachhallzeit ($\Delta t/t$) dargestellt. Trotz der breiten Streuung

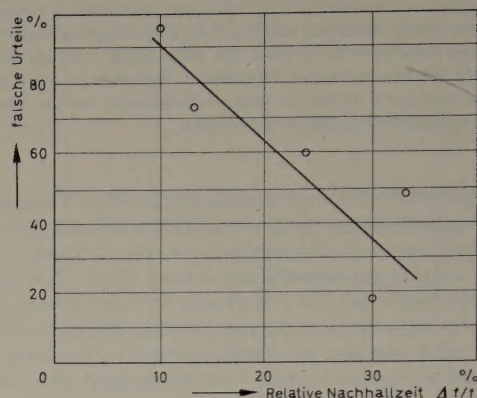


Bild 4. Falsche Urteile in Abhängigkeit von $\Delta t/t$, wobei Δt die Unterschiede der physikalischen Nachhallzeiten von den einzelnen Paaren und t die längere physikalische Nachhallzeit bedeutet

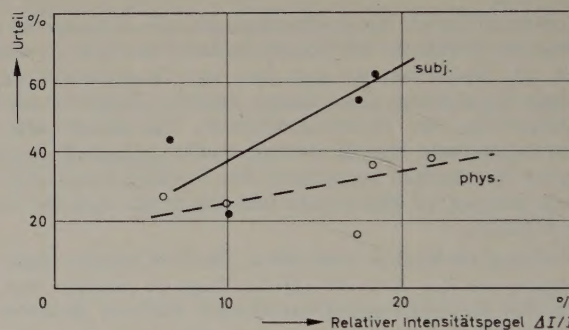


Bild 5. Das prozentuale Ansteigen der Urteile physikalischen und subjektiven Charakters in Abhängigkeit von $\Delta I/I$, wobei ΔI den Intensitätsunterschied am Anfang des Abklingens und I die höhere Intensität bedeutet

der Angaben ist die Tendenz der Kurve klar ersichtlich: mit Zunahme der relativen Nachhallzeit vermindert sich die Anzahl der falschen Antworten.

3) Aus Bild 5 ist der Zusammenhang zwischen den Urteilen subjektiver und physikalischer Natur und den relativen Intensitätsunterschieden ($\Delta I/I$) ersichtlich. Man erkennt, daß ein größerer Intensitätsunterschied zwischen den Paaren bei beiden Empfindungen zu einem sichereren Urteil verhilft. Bei sehr kleinen $\Delta I/I$ -Werten scheinen die beiden Beurteilungen gleichwertig zu sein, bei größeren Werten dagegen tritt das subjektive Urteil scharf hervor. Die wenigen Meßpunkte und das enge Meßintervall, die Mängel der Abbildung sind, sollen noch durch weitere Versuche ergänzt werden.

Die erhaltenen Ergebnisse bedeuten bei weitem noch nicht die endgültige Lösung des Problems. Die Untersuchungen sollen deshalb mit weiteren zahlreicheren Gruppen fortgesetzt und die Zuhörer aus den Reihen der Musikfreunde ergänzt werden.

2. Optimale Nachhallzeit und musikalisches Tempo

Das andere Problem, das untersucht wurde, ist der Zusammenhang zwischen der optimalen Nachhallzeit und dem musikalischen Tempo. Im Jahre 1954 veröffentlichte Kuhl [3] seine Ergebnisse einer subjektiv-akustischen Versuchsserie, wodurch er zu beweisen suchte, daß Musikstücke klassischen, romantischen und modernen Stils zwar je eine verschiedene, aber je Stilrichtung doch einheitliche optimale Nachhallzeit erfordern. Dieser Auffassung können sich die Verfasser nicht anschließen, und zwar aus zwei Gründen.

Erstens scheint es unwahrscheinlich, daß man von den Versuchen mit drei Ausschnitten aus Musikstücken einen allgemeinen Schluß über die Nachhallzeit dieser drei umfangreichen Gruppen der Musikkultur ziehen darf. Es ist ganz gewiß, daß die Ergebnisse den untersuchten Musikstücken entsprechen und daß wahrscheinlich noch ähnliche Beispiele zu finden sind. Andererseits steht jedoch fest, daß irgendein Versuch mit mehreren Beispielen beweisen würde, daß die optimale Nachhallzeit auch dann nicht mit einem einzigen Wert ausgedrückt werden kann, wenn die Beispiele zu derselben Stilrichtung gehören.

Der zweite Gesichtspunkt ist die Tempoabhängigkeit der Nachhallzeit. Nach Kuhl ist die optimale Nachhallzeit vom Tempo des vorgetragenen Musikstücks unabhängig. Seine Versuche enthielten zehn verschiedene Brahms-Aufnahmen, deren Tempoabweichung $\pm 3,5\%$ betrug. Eine einzige Aufnahme war 15% langsamer, und auch bei ihr zeigte sich kein auf die Nachhallzeit bezügliches Urteil. Békésy schreibt dagegen in seiner angeführten Arbeit [1]: „Wenn man einen allegro gespielten musikalischen Vortrag hört, dann wird die Nachhallzeit des Raumes länger und häufig störender empfunden als bei Musikstücken mit langsamerem Tempo.“

Es sei vorausgesetzt, daß zwischen der optimalen Nachhallzeit und dem musikalischen Tempo ein subjektiver Zusammenhang besteht. Es ist also festzustellen, was dieser Zusammenhang ist und innerhalb welcher Grenzen er gültig ist. Zur Ausführung ihres Versuches benötigten die Verfasser ein bei verschiedenen Tempi und verschiedenen Nachhallzeiten aufgenommenes Musikstück. Da verschiedene Aufnahmen nicht in genügender Anzahl zur Verfügung standen, wurde die Änderung der Nachhallzeit und des Tempos künstlich ausgeführt. Zu diesem Zweck bediente man sich des schon erwähnten Nachhallerzeugungsgeräts und eines Magnetton-Laufzeitreglers der Firma

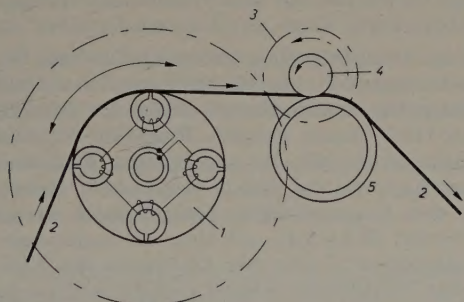


Bild 6. Grundgedanken des Zeitreglers. 1 Vierfachkopf, 2 Magnetband, 3 Ständer des Motors mit Antrieb der Hörföhlwelle, 4 Läufer des Motors mit Tonbandrolle, 5 Gummi-Andruckwalze (nach Springer)

Elektromechanik (Bild 6). Gewählt wurden Nachhallzeiten von 1,5 s, 2 s und 2,5 s, wobei der unnatürliche Eindruck der überspielten Aufnahmen noch wenig zur Geltung kommt.

Beim Laufzeitregler [4] hält ein Differentialmotor die relative Geschwindigkeit zwischen Magnettonband und Wiedergabekopf unabhängig von der Bandgeschwindigkeit konstant. Der Wiedergabekopf besteht aus einer Walze, an deren Umfang vier genau gleiche Abtastköpfe angebracht sind. Davon berührt immer nur ein Abtastkopf das Band. Die Tempodehnung kommt dadurch zustande, daß der Drehkopf einige Bandteile wiederholt abtastet, die Temporaffung aber so, daß einige Abschnitte überhaupt nicht abgetastet werden. Die Länge der wiederholt abgetasteten oder ausgelassenen Bandteile entspricht dem Abstand zwischen zwei Abtastköpfen. Der zeitliche Abstand darf nicht größer als der kürzeste Ton in der Musik sein; er darf aber auch nicht zu kurz sein, denn sonst würden Unterbrechungen entstehen.

Die Laufzeit ist in den Grenzen von 50...200% stetig regelbar und zwischen 80 und 130% laut Spezifikation ohne Einfluß auf die Qualität, in der Praxis aber mit relativ geringer Qualitätsverschlechterung. Die benutzten künstlichen Tempi waren 80%, 90%, 100%, 110% und 120%.

Die Versuchsanordnung ist schematisch im Bild 7 zu sehen. Zu den Versuchen wurden je ein 2...3 Minuten dauernder Teil vom ersten und dritten Satz der Jupiter-Symphonie von Mozart sowie vom ersten Satz der Symphonie in d-moll von C. Franck gewählt. Mit Hilfe der erwähnten Geräte wurden aus den drei Musikstückteilen insgesamt

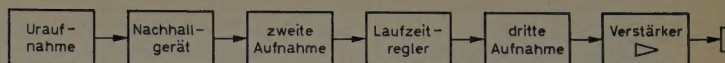


Bild 7. Schematische Darstellung der Versuchsanordnung. Die zweite Aufnahme zwischen Nachhallgerät und Laufzeitregler war aus technischen Gründen nötig

35 verschiedene Aufnahmen angefertigt. Die Nachhallzeit der Originalaufnahme liegt bei allen drei Beispielen etwas unter 1,5 s.

Beim Abhören ließ man je drei Aufnahmen mit einer Kombination aus verschiedenen Nachhallzeiten und Tempi desselben Musikstückes von den Zuhörern vergleichen. Einige Kombinationen sind zwei- oder dreimal vorgekommen, andere aber nur einmal.

Das einmalige Abhören geschah im Studio der Ungarischen Schallplattenfabrik (2500 m³, Nachhallzeit 1,4 s). Eine Gruppe von 65 Studenten bildete die Zuhörerschaft. Dieser Umstand erwies sich für die Auswertung nicht als vorteilhaft, war aber von einem einzigen Gesichtspunkt aus von Nutzen: Die Zuhörer kannten weder die Umstände der Aufnahmen noch die Einrichtungen und konnten so ohne Vorurteile nur mit dem Ohr, von den eventuellen Nebenerscheinungen nicht beeinflusst, die Beispiele beurteilen.

Die Frage, die die Zuhörer beantworten mußten, wurde sehr einfach gestellt: Welche von den drei gehörten Aufnahmen gefiel am besten? Von den 65 ausgefüllten Blättern waren 53 für die Auswertung brauchbar. Es wurden von der Auswertung die zweideutigen und unsicheren Urteile ausgeschlossen. Wegen Zeitmangels und Ermüdung der Zuhörer konnten von den 35 Aufnahmen nur 27 abgehört werden. Der dritte Satz der Jupiter-Symphonie mußte entfallen. Auf diese Weise wurde die Statistik auf Grund von 477 Urteilen aufgestellt. Die Rubrik für Bemerkungen wurde nur selten ausgefüllt, die Zuhörer wiesen aber darin im allgemeinen richtig auf das ungewohnte Tempo oder die sehr lange Nachhallzeit der einzelnen Aufnahmen hin.

Wird das prozentuale Urteil als Funktion des prozentualen musikalischen Tempos grafisch dargestellt, wobei die Nachhallzeit Parameter ist, dann wird sichtbar, daß bei einer Nachhallzeit von 2,5 s das Maximum der Urteile auf die Geschwindigkeit von 80% fällt (Bild 8). Bei 2,0 s fallen die Urteile so aus, daß ein Maximum bei ungefähr 90% zu sehen ist (Bild 9). Im dritten Fall, bei 1,5 s Nachhallzeit, liegt das Maximum bei 110...120% (Bild 10). Die Erscheinung, daß bei 130% alle Kennlinien fallenden Charakter haben, ist schon der unangenehm wirkenden Geschwindigkeitsänderung zuzuschreiben.

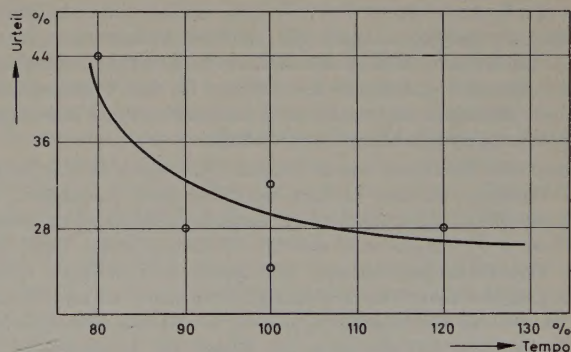


Bild 8. Zusammenhang zwischen dem musikalischen Tempo und den günstigen Urteilen bei einer Nachhallzeit von 2,5 s

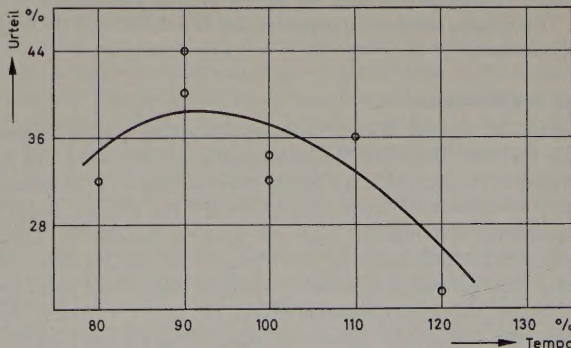


Bild 9. Zusammenhang zwischen dem musikalischen Tempo und den günstigen Urteilen bei einer Nachhallzeit von 2 s

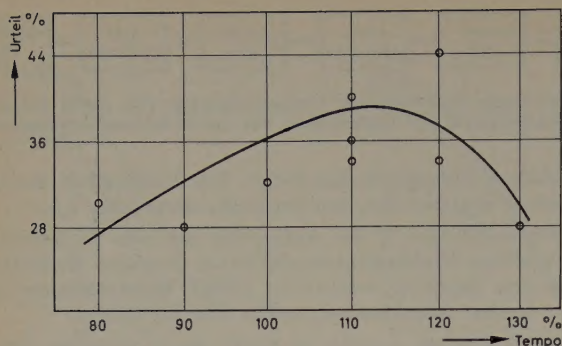


Bild 10. Zusammenhang zwischen dem musikalischen Tempo und den günstigen Urteilen bei einer Nachhallzeit von 1,5 s

Es sei noch auf einige Fehler hingewiesen, die sich im Laufe der Messungen und der Auswertungen ergaben. Es wurde keine Aufnahme gemacht, bei der nur die Geschwindigkeit geändert wurde, so daß diese Beurteilung bei der Auswertung fehlte. Im Laufe der weiteren

Versuche wird es richtig sein, die Beispiele so zusammenzustellen, daß immer andere Teile desselben Musikstücks zu vergleichen sind. Versuche mit einem Original-Orchester hätten den Vorteil, die Tempoänderungen auf natürlichem Wege vornehmen zu können. Auf diese Weise ließen sich feinere Änderungen ausführen, was weitere Erkenntnisse ergeben würde. Die Nachhallzeit würde dagegen besser mit einem Hallraum geändert. Zur Beurteilung der Versuche könnten andere Zuhörer mit musikalischen und technischen Kenntnissen herangezogen werden. Solche ergänzenden Experimente sind im Gange.

Schrifttum

- [1] v. Békésy, G.: Sur la réverbération optimum des petites salles. Rev. d'Acoustique Bd. 5 (1936) S. 145–182
- [2] Kuhl, W.: Über die akustischen und technischen Eigenschaften der Nachhallplatte. Rundfunktechn. Mitt. Bd. 2 (1958) S. 111–116
- [3] Kuhl, W.: Über Versuche zur Ermittlung der günstigen Nachhallzeit großer Musikstudios. Acustica Bd. 4 (1954) S. 618–634
- [4] Springer, A. M.: Ein Gerät zur zeitlichen Dehnung und Raffung von Schallaufnahmen. Acustica Bd. 5 (1955) S. 279–283

(eingegangen am 5. Dezember 1959)

K. W. KANNGIESSER

Brown, Boveri & Cie. AG, Mannheim

Das Betatron und seine Anwendung in der Werkstoffprüfung

DK 621.384.613:620.179.152

Beim Betatron werden Elektronen durch ein elektrisches Wirbelfeld beschleunigt, das einen sich ändernden Magnetfluß umgibt, und mittels eines magnetischen Führungsfeldes auf eine Kreisbahn gezwungen. Während jeder Beschleunigungsperiode von 5 ms Dauer umlaufen die Elektronen etwa 10⁶mal den Kern des Betatrons, ehe sie die Endenergie erreichen. Läßt man die Elektronen auf eine Antikathode auftreffen, dann entsteht eine Gamma-Bremsstrahlung. Die Betatronstrahlung eignet sich hervorragend für die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung. Bis zu 500 mm Stahl können durchstrahlt werden. Wegen des extrem kleinen Brennflecks wird eine ausgezeichnete Fehlererkennbarkeit erreicht.

Die Entwicklung von leistungsfähigen Teilchenbeschleunigern hat nicht nur den Kernphysikern wertvolle Erkenntnisse über den Aufbau der Materie vermittelt, sondern hat darüber hinaus auch in der Industrie und auf dem Gebiet der Medizin bedeutende Fortschritte ermöglicht. Ein sehr eindrucksvolles Beispiel für das Vordringen des Teilchenbeschleunigers aus dem Labor des Physikers in die industrielle und medizinische Praxis liefert das Betatron.

Das Prinzip des Betatrons wurde bereits 1922 durch Wideröe angegeben. Allerdings dauerte es dann noch fast zwei Jahrzehnte, bis Kerst in den USA zum erstenmal ein Betatron erfolgreich in Betrieb nehmen konnte [1]. Nach dem zweiten Weltkrieg setzte dann eine intensive Entwicklungsarbeit ein, und heute sind mehrere serienmäßig hergestellte Betatrons mit Energien zwischen 10 und 35 MeV auf dem Markt. Als Hochleistungsgerät für die Strahlentherapie bösartiger Geschwulste hat das Betatron längst die Anerkennung der führenden Radiologen auf der ganzen Welt gefunden. Im industriellen Einsatz eröffnete das Betatron neuartige Möglichkeiten für die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung, vor allem bei starkwandigen Werkstücken. Von diesem Anwendungsgebiet des Betatrons soll im folgenden die Rede sein.

1. Prinzip des Betatrons

Das Betatron ist seinem Wesen nach ein Elektronen-Kreisbeschleuniger. Wie bei allen Mehrfach-Teilchenbeschleunigern, wird die Endenergie dadurch erreicht, daß die Elementarteilchen — in diesem Fall Elektronen — zeitlich nacheinander mehrfach die gleiche Beschleunigungsspannung durchlaufen und so ständig kinetische Energie hinzugewinnen. Im Gegensatz zu den übrigen Teilchenbeschleunigern (Zyklotron, Synchrotron, Linearbeschleuniger) findet man beim Betatron aber keine definierten Beschleunigungsstrecken, zwischen deren Elektroden eine elektrische Spannung liegt, sondern die Elektronen werden kontinuierlich von einem elektrischen Wirbelfeld beschleunigt, das einen sich zeitlich ändernden Magnetfluß umgibt. Die Funktion

des Betatrons beruht also auf dem Transformatorprinzip, das auch der früher gebräuchliche Name „Strahlentransformator“ andeutet [2].

Bild 1 zeigt das Schnittbild eines Betatrons. Der vom Wechselstrom erregte Betatronmagnet 1 entspricht weitgehend dem Eisenkern eines Einphasen-Mantelkerntransformators. Statt der Sekundärwicklung ist eine unter Hochvakuum stehende Ringröhre 2 konzentrisch um den Kern angeordnet. Mit der sogenannten Elektronenspritze *d* — einem aus Kathode und Anode bestehenden Beschleunigungssystem, das dem konventioneller Röntgenröhren weitgehend entspricht — werden Elektronen mit einer Anfangsenergie von etwa 50 keV „eingeschossen“. Unter dem Einfluß des den Kern umgebenden elektrischen Wirbelfeldes werden die Elektronen beschleunigt und

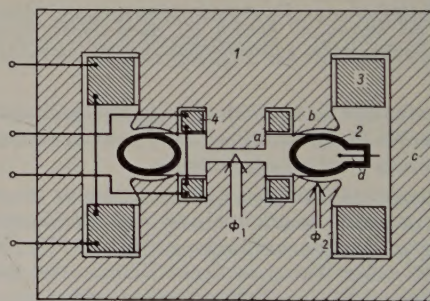


Bild 1. Schnittzeichnung eines Betatrons. 1 Betatronmagnet mit Zentralkern (a), Polschuhen (b) und Joch (c); 2 Hochvakuumröhre mit Elektronenspritze (d); 3 Erregerspule für Beschleunigungsfeld Φ_1 und Führungsfeld Φ_2 ; 4 Expansionswicklung zur Erweiterung der Elektronenkreisbahn am Ende der Beschleunigungsperiode

erhalten bei jedem Umlauf einen Energiebetrag hinzu, der der Windungsspannung des Transformatorsystems entspricht. Ein zwischen den Polschuhen *b* ausgebildetes magnetisches Führungsfeld, das die Ringröhre senkrecht zur Kreisebene durchsetzt, sorgt für die radiale Ablenkung der Elektronen, so daß sie zwangsläufig auf einer Kreisbahn innerhalb der Röhre bleiben.

Damit die Elektronen während des ganzen Beschleunigungsvorganges auf der Sollkreisbahn umlaufen, muß das Gleichgewicht zwischen der mit wachsender Teilchenenergie ansteigenden Zentrifugalkraft und der entgegengerichteten magnetischen Ablenkkraft, der sogenannten Lorentz-Kraft, eingehalten werden. Es muß also

$$\frac{m v^2}{R} = e v B_f \quad (1)$$

gelten. Hieraus ergibt sich für den Teilchenimpuls

$$mv = e R B_f \quad (2)$$

R ist der Radius der Teilchenbahn und B_f die Induktion des magnetischen Führungsfeldes.

Für die Bahnkomponente der beschleunigenden elektrischen Feldstärke gilt

$$E_\varphi = \frac{1}{2\pi R} \frac{d\Phi}{dt} \quad (3)$$

oder

$$E_\varphi = \frac{R}{2} \frac{d\bar{B}_i}{dt}, \quad (4)$$

wobei \bar{B}_i die mittlere induzierende Flußdichte innerhalb des Sollkreises ist.

Führt man nun die zeitliche Änderung des Teilchenimpulses

$$\frac{d(mv)}{dt} = e E_\varphi \quad (5)$$

ein, dann ergibt sich mit Gl.(4)

$$\frac{d(mv)}{dt} = e \frac{R}{2} \frac{d\bar{B}_i}{dt} \quad (6)$$

Nach Integration und Gleichsetzung mit Gl.(2) erhält man schließlich

$$B_f = \frac{1}{2} \bar{B}_i \quad (7)$$

Gl. (7) stellt die „erste Grundbedingung des Betatrons“ nach Wideröe [3] dar und besagt, daß die Flußdichte des Führungsfeldes am Sollkreis gerade halb so groß sein muß wie die mittlere induzierende Flußdichte innerhalb des Sollkreises.

Mit passender Wahl der Luftspalte im Zentralkern und zwischen den Polschuhen (Bild 1) kann man erreichen, daß unabhängig vom Momentanwert des Magnetflusses die Bedingung nach Gl.(7) immer eingehalten wird.

Eine weitere Bedingung bezieht sich auf die Stabilisierung der Teilchenbahn. Man kann erwarten, daß die in die Kreiströhre eingeschossenen Elektronen während der Beschleunigungszeit auf ihrer vorgeschriebenen Bahn bleiben, wenn für ein aus der Sollposition abweichendes Teilchen Kräfte wirksam werden, die eine Rückführung bewirken. Diese Abweichungen können sowohl in radialer als auch in axialer Richtung sowie in der Phase bestehen. Demgemäß spricht man auch von radialer und axialer Fokussierung sowie von Phasen-fokussierung des Elektronenstroms. Steenbeck hat gezeigt [4], daß solche fokussierenden Kräfte vorhanden sind, wenn der Verlauf des Führungsfeldes in der Umgebung des Sollkreises mit wachsendem Radius abnimmt, aber langsamer als mit $1/R$. Man kann somit

$$B_f(R) \sim \left(\frac{R}{R_0}\right)^{-n} \quad (8)$$

$$0 < n < 1$$

schreiben, wobei R_0 den Sollkreis bezeichnet.

Mit entsprechender Formgebung der Polschuhe läßt sich der gewünschte Feldverlauf realisieren.

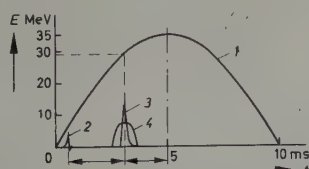


Bild 2. Zeitlicher Verlauf der Ströme im Betatron. 1 Erregerstrom — diese Kurve gibt gleichzeitig auch die Energie E der umlaufenden Elektronen in MeV an —; 2 Injektionsstrom (Elektronenspritze); 3 Extraktionsstrom (β); 4 Expansionsstrom (γ). Die Impulse 3 und 4 können im angegebenen Bereich zeitlich verschoben werden, was eine entsprechende Änderung der Strahlenenergie verursacht

Die Beschleunigungsperiode des Betatrons ist jeweils ein Viertel der Periode des Erregerflusses — 5 ms bei Speisung mit Wechselstrom von Netzfrequenz. Sie beginnt, wie Bild 2 zeigt, im Nulldurchgang des Magnetflusses und endet im Flußmaximum. In dieser Zeit umlaufen die Elektronen je nach Durchmesser der Ringröhre etwa 10^6 mal den Kern des Betatrons. Hat dieser Kern eine Windungsspannung von zum Beispiel 30 V, dann ist die Endenergie der Elektronen 30 MeV. Ihre Geschwindigkeit hat sich hierbei bis auf etwa 0,015% der Lichtgeschwindigkeit genähert. Sie befinden sich mithin im extrem-relativistischen Bereich, und ihre Masse ist bereits auf das 60fache der Ruhemasse angewachsen.

Am Ende der Beschleunigungsperiode wird mit einer Zusatzerregung, die von der sogenannten Expansionswicklung aufgebracht wird, das Gleichgewicht der Betatronbedingung gestört. Der Durchmesser der Kreisbahn erweitert sich, und die Elektronen treffen auf eine in der Röhre angeordnete Antikate. Hier lösen sie eine scharf gebündelte Gamma-Strahlung von einigen μ s Dauer aus, die tangential zur Kreisbahn aus der Röhre austritt. Die Betatronstrahlung besteht also aus periodisch aufeinanderfolgenden Gamma-Blitzen, bei Betrieb mit Netzfrequenz sind es 50 Blitze je Sekunde. Die in der Röhre angeordnete Antikate besteht meist aus einem Platinplättchen von weniger als $1/10$ mm² Fläche; es ergibt sich daher eine praktisch punktförmige Strahlenquelle.

2. Eignung des Betatrons für die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung

Der Gedanke liegt an sich nahe, das Betatron für die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung einzusetzen, denn die Durchstrahlung von Werkstücken mit Röntgenstrahlen hat sich in den letzten Jahrzehnten zu einem der wichtigsten Prüfverfahren in der stahlverarbeitenden Industrie entwickelt.

Ganz besondere Bedeutung hat die Röntgenuntersuchung bei der Prüfung von Schweißnähten sowie von Qualitätsgußteilen erlangt. Die aufgenommenen Radiografien geben genauen Aufschluß über Material- oder Herstellungsfehler, wie Schlackeneinschlüsse, Lunker oder Risse, und sind ein wichtiges Dokument bei der Abnahme eines Fertigfabrikates. In letzter Zeit wird nun immer häufiger die Forderung gestellt, dieses Prüfverfahren auch auf dickwandige Hohlkörper auszudehnen, wie sie vornehmlich im Reaktorbau, aber auch bei der Herstellung von Hochdruckdampfkesseln und dergleichen in steigendem Maße benötigt werden. Mit der seit Jahrzehnten bekannten und bewährten Röntgentechnik lassen sich diese Aufgaben jedoch nicht mehr lösen.

Liegen die zu durchstrahlenden Materialdicken über etwa 80 mm, dann ergeben sich mit den klassischen Röntgeneräten, die mit Spannungen zwischen 50 und 300 kV arbeiten, untragbar hohe Belichtungszeiten und außerdem eine ungenügende Fehlererkennbarkeit. Es müssen Strahlenquellen größerer Durchdringungsfähigkeit eingesetzt werden, wie sie beispielsweise in den radioaktiven Isotopen zur Verfügung stehen. Das zur zerstörungsfreien Materialuntersuchung häufig eingesetzte Kobalt-60-Isotop sendet Gamma-Strahlen mit einer Energie von etwas über 1 MeV aus, die auch im Bereich oberhalb 100 mm Materialstärke noch gute Radiografien bei vertretbaren Belichtungszeiten ergeben. Ganz allgemein ist jedoch festzustellen, daß alle mit radioaktiven Präparaten arbeitenden Strahler grundsätzlich nicht sehr gut für die Werkstoffprüfung geeignet sind; denn um eine ausreichende Fehlererkennbarkeit zu erreichen, soll die Strahlenquelle möglichst punktförmig sein; bei kleinen Abmessungen des Präparates ist aber die Strahlleistung nur gering, und die Belichtungszeiten werden groß.

So führte die Entwicklung fast zwangsläufig zum Einsatz von Teilchenbeschleunigern. Der einfache konstruktive Aufbau des Betatrons und sein für die Materialprüfung besonders günstiger Energiebereich zwischen 10 und 35 MeV ließen dieses Gerät von vornherein als besonders vorteilhaft erscheinen. In diesem Bereich erreicht nämlich die sogenannte Halbwertsdicke des Eisens — das ist jene Materialdicke, bei deren Durchdringung die Intensität der Strahlung auf die Hälfte absinkt — ihr Maximum. Die Strahlleistung eines Betatrons liegt so hoch, daß selbst bei Durchstrahlung von mehreren 100 mm Stahl die Filmbelichtungszeiten noch hinreichend kurz sind. Besonders wertvoll für die Materialprüfung sind die scharfe Strahlenbündelung sowie der extrem kleine Brennfleck. Die Frage war, ob sich ein für kernphysikalische Experimente und für die medizinische Anwendung entwickelter Teilchenbeschleuniger auch für den rauen Betrieb der Schwerindustrie eignet.

Inzwischen hat das Materialprüf-Betatron längst seine Feuerprobe bestanden und ist heute als bewährtes und besonders leistungsfähiges Gerät für die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung anzusehen [5].

3. Beispiele industrieller Anwendung

Der Einsatz eines Betatrons zur zerstörungsfreien Werkstoffprüfung in einem Betrieb der Schwerindustrie stellt eine Reihe besonderer Anforderungen: hohe Betriebssicherheit, Einfachheit der Bedienung, Freizügigkeit der Bewegung sowie Unempfindlichkeit gegen Erschütterungen und Schmutz.

Bild 3 zeigt ein nach diesen Gesichtspunkten konstruiertes Betatron mit 31 MeV Grenzenergie. Ein Stahlblechgehäuse nimmt den Betatronmagnet samt Ringröhre und Erregerwicklung auf. Die Ringröhre



Bild 3. 31-MeV-Zweistrahl-Betatron für die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung, aufgehängt an einem Brückenkran

diese Weise kann also die Impulsfolge der Gamma-Blitze und damit die Strahlleistung des Betatrons verdoppelt werden. Die räumliche Anordnung der beiden Antikatoden ist so gewählt, daß die beiden Strahlachsen unter einem bestimmten Winkel konvergieren. Damit sind Stereo-Aufnahmen des zu untersuchenden Werkstückes möglich, die eine genaue Ausmessung von Tiefenlage und Ausdehnung eines Fehlers gestatten.

Das Hauptanwendungsgebiet des hier beschriebenen Betatrons ist die Untersuchung von Schweißnähten an dickwandigen Rohren und Behältern sowie von schweren Qualitätsgußteilen, bei denen es besonders auf Lunkerfreiheit ankommt. Bis zu 500 mm Stahl lassen sich bei ausreichend kurzer Belichtungszeit durchstrahlen.

Die Fehlererkennbarkeit ist dabei ausgezeichnet. Wie eingehende Untersuchungen gezeigt haben [6], ist bei einer Materialstärke von etwa 250 mm Eisen eine Drahterkennbarkeit von 0,3% erreichbar. Dieses hervorragende Resultat, das sich mit dem konventioneller Röntgenstrahlung auch nicht annähernd vergleichen läßt, zeigt eindrucksvoll die besondere Bedeutung des Betatrons für die Untersuchung von Qualitätswerkstoffen.

Welch völlig neuartige Möglichkeiten das Betatron für die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung eröffnet, verdeutlicht das folgende Beispiel. In einem Walzwerk wurde ein 31-MeV-Betatron zur Durchstrahlung von warmem Walzgut im laufenden Betrieb eingesetzt. Die von der Blockstraße vorgewalzten Blöcke passieren vor der weiteren Auswalzung auf einer kontinuierlichen Straße die Betatronanlage und werden hier auf Lunkerfreiheit untersucht. Zunächst nimmt ein Röntgenbildverstärker das Durchstrahlungsbild des Blockes auf. Solche Röntgenbildverstärker werden seit einiger Zeit mit Erfolg in der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung mittels Röntgenstrahlen eingesetzt [7, 8]. Das etwa um den Faktor 1000 verstärkte Leuchtschirmbild wird dann von einer mit dem Röntgenbildverstärker zu einer Einheit zusammengebauten Fernsehkamera — in diesem Falle eine höchst empfindliche Image-Orthikon-Kamera — abgetastet. Das Fernsehbild ist schließlich im Bedienungsraum auf einem Empfangsgerät sichtbar.

Bild 5 zeigt die zunächst noch provisorisch aufgebaute Durchstrahlungsanlage im Betrieb. Zwischen Betonwänden, die als Strahlenschutz dienen, ist das Betatron auf einer Bühne über dem Trans-



Bild 4. Ringröhre eines Zweistrahl-Betatrons. 1 und 2 Elektronenspritzen, 3 Getter

im Bild 4 ist abgeschmolzen, Vakuumpumpen sind also nicht erforderlich. Zur Abführung der Verlustwärme wird Luftkühlung angewandt, so daß Wasser- oder Ölleitungen zum Betatron entfallen. Die Verbindung zwischen dem Betatron und dem Steuerraum wird lediglich durch elektrische Leitungen hergestellt. Deswegen konnte in diesem Beispiel das Betatron an einem Brückenkran dreh- und schwenkbar aufgehängt werden, womit alle erforderlichen Einstelloperationen leicht durchführbar sind.

Das hier beschriebene Betatron weist noch eine Besonderheit auf. Es handelt sich um eine Zweistrahlmachine. Wie Bild 4 erkennen läßt, hat die Ringröhre zwei Elektronenspritzen, die in periodischem Wechsel Elektronen mit entgegengesetzter Richtung in die Kreisbahn einschießen. Während der positiven Halbwelle werden beispielsweise die mit der Spritze 1 eingeschossenen Elektronen im Uhrzeigersinn beschleunigt und während der negativen Halbwelle die mit Spritze 2 eingeschossenen entgegengesetzt dem Uhrzeigersinn. Auf

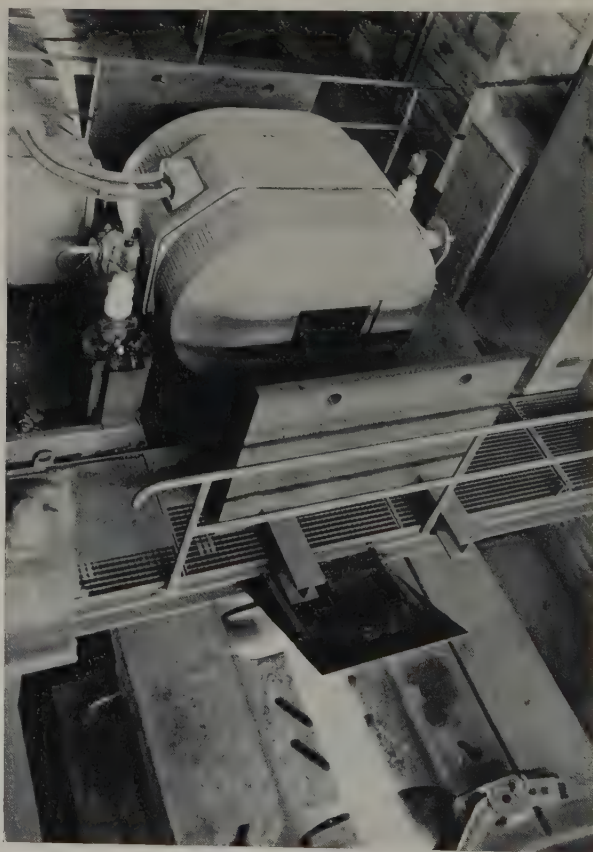


Bild 5. 31-MeV-Betatronanlage zur Durchstrahlung von erwärmtem Walzgut

portrollgang montiert. Die Transportgeschwindigkeit des Rollganges kann vom Bedienungsraum aus kontinuierlich gesteuert werden, so daß der Block mit der für die Durchstrahlung optimalen Geschwindigkeit das Betatron passiert. Die Strahlachse ist senkrecht nach unten gerichtet. Unterhalb des Rollganges — durch einen wasserdurchflossenen Kühler gegen die Wärmestrahlung abgeschirmt — befinden sich Röntgenbildverstärker und Fernsehkamera. Um ein Eindringen von Streu- und Nebenstrahlungen des Betatrons zu vermeiden, die zwangsläufig eine Verschlechterung des Durchstrahlungsbildes zur Folge haben würden, ist die Bildwandlereinheit von einem dicken Bleipanzern umgeben.

Wie der Versuchsbetrieb gezeigt hat, sind bei 20 cm/s Walzgeschwindigkeit die Durchstrahlungsbilder noch gut erkennbar [9]. Die erreichte Lunkererkennbarkeit war im Durchschnitt etwa 2% (Verhältnis Lunkerdurchmesser zu Blockdicke).

Die Versuche ergaben also das sehr bedeutende Resultat, daß trotz der Reihenschaltung von Strahlenquelle, Röntgenbildverstärker, Fernsehkamera und Empfangsgerät noch eine vollauf befriedigende Fehlererkennbarkeit zu erreichen ist.

Mit dem Einsatz einer derartigen Betatron-Durchstrahlungsanlage wird eine laufende, in den Fertigungsprozeß eingeschaltete Kontrolle der Walzwerksproduktion ermöglicht und die Weiterverarbeitung fehlerhaften Vormaterials vermieden. Die bisher sicherheitshalber erforderliche Abtrennung des Blockendes kann auf das wirklich vom

Eingußlunker durchsetzte Stück beschränkt werden. Das Ergebnis ist einerseits Verminderung der Ausschußquote und andererseits Erhöhung der Walzwerksproduktion.

Schrifttum

- [1] Kerst, D. W.: Acceleration of electrons by magnetic induction. Phys. Rev. Bd. 58 (1940) S. 841 u. Bd. 60 (1941) S. 47
- [2] Wideröe, R.: Der Strahlentransformator. Schweiz. Arch. angew. Wiss. Techn. Bd. 13 (1947) Nr. 8, S. 225 u. Nr. 10, S. 299
- [3] Wideröe, R.: Über ein neues Prinzip zur Herstellung hoher Spannungen. Arch. Elektrot. Bd. 21 (1928) Nr. 4, S. 387
- [4] Steenbeck, M.: DRP Nr. 698867 (1935)
- [5] Sempert, M.: Das Brown-Boveri-31-MeV-Betatron für zerstörungsfreie Werkstoffprüfung. BBC-Mitt. Bd. 45 (1958) Nr. 9, S. 383
- [6] Möller, H., Grimm, W., u. Weeber, H.: Versuche über die Leistung eines 31-MeV-Betatron bei der Durchstrahlung von Stahl. Arch. Eisenhüttenwes. Bd. 25 (1954) Nr. 5/6, S. 279
- [7] Lang, G.: Untersuchung von Werkstücken mit dem Röntgenbildverstärker. VDI-Z. Bd. 99 (1957) Nr. 25, S. 1227
- [8] Nassenstein, H.: Neuere Entwicklungen auf den Gebieten der Radiographie und der Röntgenbildverstärkung. Schweißen und Schneiden. Bd. 10 (1958) Nr. 9, S. 376
- [9] Lückerrath, W., Fink, K., u. Floßmann, R.: Durchstrahlen von heißen Vorblöcken aus Stahl mit einem Betatron und Sichtbarmachen des Durchstrahlungsbildes mit einem Röntgenbildverstärker und einer Fernseheinrichtung. Stahl und Eisen Bd. 79 (1959) Nr. 22, S. 1637

(eingegangen am 29. Februar 1960)

R. HÜBNER

Neue Erkenntnisse über biologische Wirkungen durch Hochfrequenz

DK 612.014.421.5

Die bisherigen Auffassungen gingen dahin, daß es sich bei den Wirkungen von Hochfrequenzfeldern auf den menschlichen Körper lediglich um thermische Effekte handle. Versuche und Studien, die in amerikanischen medizinischen Forschungsstätten mit Ur-tieren angestellt wurden, führten zur Erkenntnis, daß außer reinen Wärmeeffekten auch andere biologische Nebenwirkungen auftreten können. Diese Versuche wurden mit sehr niedrigen Leistungen ausgeführt, so daß dabei Wärmewirkungen praktisch ausgeschaltet waren. Die hierbei gefundenen möglichen, recht interessanten biologischen Effekte werden diskutiert.

1. Die bisherigen Ansichten

Bisher war in Fachkreisen die Meinung vorherrschend, daß hochfrequente elektrische Felder im menschlichen und tierischen Körper im wesentlichen nur Wärmewirkungen hervorrufen. Diese Ansicht wurde noch bis vor kurzem von den meisten Medizinern und Biologen geteilt. So befaßte sich die im Februar 1956 in Rochester, Minn. (USA), unter Leitung von Prof. Zworykin stattgefundene Tagung berühmter Wissenschaftler und Biologen sowie der Vorstände der Sparte Physikalische Medizin mit den Ergebnissen der Erforschung physiologischer und pathologischer Effekte von Mikrowellen auf den menschlichen Körper. Allgemein wurde die Ansicht vertreten, daß solche Effekte lediglich durch Wärmewirkungen verursacht werden. Die Referate [1] sind von der Professional Group on Medical Electronics veröffentlicht worden. In einem Resümee wird die Ansicht vertreten, daß schädliche Einflüsse von Mikrowellenbestrahlung bis jetzt nur bei Überdosen von Augenbestrahlungen aufgetreten sind, dagegen waren bei Untersuchungen an Technikern, die während längerer Zeit Mikrowellenstrahlen ausgesetzt gewesen sind, Schäden nicht eindeutig nachzuweisen, wenn auch der begründete Verdacht besteht, daß bei langanhaltender stärkerer Dauerbestrahlung eine Verminderung der roten Blutkörperchen und eine ungünstige Vermehrung der weißen Blutkörperchen und der Lymphozyten¹⁾ auftreten kann. Man hat sich vor allem auch mit der biologisch-medizinischen Wirkung der verschiedenen spezifischen Wellenlängen bei Anwendung üblicher Dosen von 100...200 W befaßt und kam zu folgendem Ergebnis:

Elektromagnetische Wellen mit Frequenzen unter 400 MHz und über 3000 MHz werden vom Körper zu 40...50% absorbiert und erzeugen Wärme. Zwischen 1000 und 3000 MHz schwankt die Absorption stark

zwischen 20 und 100%, je nach der Dicke der Haut, der Stärke der subkutanen Fettschichten und nach der gewählten Frequenz. Sicherheitshalber soll man aber in diesem Bereich (in dem man sich ja in der physikalisch-medizinischen Therapie mit 2400 MHz bewegt) eine mögliche 100%ige Absorption zugrunde legen. Unter 1000 MHz wird der größte Teil der Strahlungsenergie in den tieferen Schichten der Haut in Wärme umgewandelt, während Frequenzen über 3000 MHz vorherrschend Oberflächenerwärmung verursachen. Eine Toleranzdosis von $0,01 \text{ W cm}^{-2}$ ist für den gesamten Bereich als empfehlenswert anzusehen.

Auch eine Tagung neueren Datums, die anfangs 1959 in den USA stattfand, kam zu einem ähnlichen Ergebnis. In dem betreffenden Bericht der Researching Microwave Health Hazards wird dargelegt, daß die feststellbaren HF-Effekte im menschlichen Körper thermischen Charakters und etwa proportional der aufgewandten HF-Energie sind. Nur ein einziges, klar erkennbares nichtthermisches Phänomen wurde gefunden, nämlich die Bildung von Perlenschnüren bestimmter Zellenarten in einer Suspension²⁾, sobald sie einer HF-Bestrahlung relativ sehr niedriger Energie ausgesetzt werden. Das war eine erste sehr bemerkenswerte Feststellung, weil bei sehr niedrigen Energien kaum eine Wärmewirkung festzustellen ist.

2. Die neuesten Erkenntnisse

Bereits in den letzten Jahren wurden von Wissenschaftlern auch andere als thermische Einflüsse bei Bestrahlung mit HF beobachtet. So schrieb Dr. John H. Heller vom New England Institute for Medical Research in der Gazzetta Sanitaria [2] über HF-Wirkungen auf den menschlichen Körper unter anderem folgendes:

„Man hat lange über die Möglichkeiten von Nebenerscheinungen der HF bei Personen diskutiert, die an Radar- und Fernsehapparaten arbeiten. Es sind schon des öfteren Fälle von Katarakte (Augenkrankheit) und Azoospermia beobachtet worden. Man nahm allgemein an, daß es sich hierbei bloß um eine thermische Erscheinung handelte. Beobachtungen rechtfertigten jedoch sehr bald den Verdacht, daß dabei andere physische Umstände in Frage kommen. Es war jedoch schwierig, diese Umstände herauszufinden, solange man kein System

¹⁾ Lymphkörperchen, weiße Blutzellen, die Gifte und Bakterien abwehren

²⁾ Aufschwemmung kleinster fester Teilchen in einer chemischen Flüssigkeit

kannte, das auf biologisches Material anwendbar war. Bei Experimenten bis 27 MHz beobachtete man jedoch, daß der Wärmeeffekt vernachlässigbar klein ist (Erhöhung von $0,01^\circ\text{C}/\text{min}$ in einer Maus). Man fand aber, daß sich die roten Blutkörperchen ebenso wie Eisenpulver im magnetischen Feld verhalten. Auch die Lymphozyten und die Fettkörperchen der Milch verhielten sich in gleicher Weise. Nach Abschalten des elektrischen Feldes nahmen die roten Blutkörperchen, Lymphozyten und Fettkörperchen ihre gewöhnliche unregelmäßige Lage wieder ein. Tiere, die kleinen Dosierungen ausgesetzt waren, zeigten merkliche Zunahme der Tätigkeit der Fagocytaria des Systems reticulo endo teliale³). Bei großer Dosierung wurde dessen Funktion stillgelegt. Wärmemessungen an den Tieren zeigten aber keine Temperaturerhöhung. Diese Effekte scheinen auf molekulare Ausrichtung zurückzuführen zu sein, die bei ständiger starker Einwirkung Dauerformen annehmen kann und so die aufgezählten Gewebeschädigungen bedingt.“

Über weitergeführte Arbeiten [3] berichtet Heller, daß er einzellige Lebewesen, vor allem Protozoen⁴), Amöben⁵) und Paramezien untersuchte, die er mit HF im Bereich von 1...100 MHz bestrahlte. Dazu bediente er sich eines frequenzvariablen Oszillators, bei dem er auch die Spannung von 0...20 kV verändern konnte, und wandte dabei die Impulstechnik mit Impulsbereichen von 1...20 μs und veränderbaren Impulsfrequenzen von 30...10000 Hz an. Die zu beobachtenden Lebewesen wurden zwischen zwei nur wenige Millimeter voneinander entfernte Flachelektroden gelegt. Neben den genannten Protozoen wurden auch verschiedene Bakterien⁶) in speziellen geschlossenen Umhüllungen untersucht. Bemerkenswert dabei ist, daß die Experimente mit relativ kleinen Leistungen ausgeführt wurden, so daß praktisch keine Wärmeentwicklung auftrat. Die besten und augenfälligsten Ergebnisse traten im Bereich von 5...25 MHz auf. Bei den tieferen Frequenzen zwischen 5 und 10 MHz beobachtete man, daß sich die motilen Protozoen⁷) parallel zu den Elektroden ausrichteten, während sie bei höheren Frequenzen (gegen 25 MHz) plötzlich eine 90-Grad-Wendung ausführten und sich zwischen den Elektroden zu bewegen begannen. Dabei konnte festgestellt werden, daß es für jede Gattung von Lebewesen spezifische Frequenzen gibt, so daß es vorkommen kann, daß bei einer bestimmten Frequenz eine Gattung in Elektrodenrichtung wandert, während eine andere sich senkrecht dazu bewegt und eventuell noch eine dritte völlig bewegungslos liegenbleibt. Man konnte beispielsweise auch sehen, daß eine bestimmte Amöbenart ihre äußere und innere Struktur nach verschiedenen Richtungen änderte, ein besonders interessantes und eigentümliches Verhalten, das als eine Art Struktur-Schizophrenie⁸) bezeichnet werden könnte. Es kann sogar so weit kommen, daß eine Amöbe auf diese Art gewaltsam gespalten und zerstört wird. Auch Mutationen⁹) konnten auf diese Weise hervorgerufen werden.

An der University of Pennsylvania's Moor School führten H. P. Schwan und Dr. W. C. Shen vor kurzem ebenfalls ähnliche Experimente durch, die sie auch auf Pflanzen ausdehnten. Gemeinsam mit der University of California at Berkeley bemühten sie sich, wissenschaftliche Erklärungen für dieses merkwürdige Verhalten der Einzeller zu finden. Sie zogen dann die Maxwell-Wagnerschen Gleichungen heran, um eine Theorie über inhomogene Dielektrika aufzustellen, die sich auf das Verhalten sphärischer ellipsoider Partikel in Suspensionen anwenden ließ. Als wichtigste Ergebnisse dieser Theorien sind die gefundene Frequenzabhängigkeit der Dielektrizitätskonstante und der Leitfähigkeit von ellipsoiden, beiderseits mit Membranen abgeschlossenen Körperchen in Suspensionen anzusehen. Die Dielektrizitätskonstante nimmt danach unregelmäßig mit steigender Frequenz ab, während gleichzeitig die Leitfähigkeit zunimmt. Es wird angenommen, daß der Frequenzkreuzungspunkt beider Kurven jene Stelle des Spektrums ist, bei der die Partikel ihre Bewegungsrichtung plötzlich ändern. Während nicht zu hohe Frequenzen das Wachstum von Mikroorganismen anzuregen ver-

mögen, wurde bei X-Band¹⁰)-Bestrahlungen von Hefepilzen eine merkbare Wachstumshemmung festgestellt. Versuche in dieser Richtung sind noch im Gange. An Hand ausführlicheren statistischen Materials hofft man, zu recht interessanten Ergebnissen zu gelangen.

Bei Versuchen mit Ribonucleisäure, einer Komponente des Zellkerns, konnte man interessante „Verstärkereigenschaften“ beobachten; Proteine wirken dabei als Steuerorgane, die den Signalen zweier Säuren gehorchen. Diese Signale gleichen codierten Impulsen, die sich über ein weites Frequenzband erstrecken und sich auch einer Art Rückkopplung bedienen. Die Zellmembranen wirken dabei als Geräuschfilter. Diese Kreisalanalogie ist zunächst noch etwas gewagt, man ist aber dabei, sie weiter auszubauen und zu studieren. Falls sie sich als richtig und anwendbar erweisen sollte, scheint es nicht unmöglich, daß es gelingt, mit genügend hohen Frequenzen, die die Zellenkapazität nahezu verlustfrei überbrücken, die Zellensignale zu überlagern (Heterodyneprinzip) und so eine Art Nachrichtenweg zu schaffen, der für Forschung und Medizin von hohem Nutzen sein kann.

¹⁰) Frequenzband von 8,2...12,4 GHz (Radarbereich)

Schrifttum

- [1] Symposium on physiologic and pathologic effects of microwaves. Trans. IRE med. Electronics Bd. P 9 ME-4 (1956), S. 2—50
- [2] Heller, H.: Symposium sul sistema reticuloendoteliale. Gazzetta Sanitaria Bd. (1958) Nr. 9
- [3] New biological effects of r-f energy. Electronics Bd. 32 (1959) Nr. 49, S. 38—39

(eingegangen am 4. April 1960)



Professor Fritz Schröter
40 Jahre bei Telefunken

Im Mai dieses Jahres konnte Professor Dr. phil. Fritz Schröter auf 40 Jahre erfolgreicher Tätigkeit im Hause Telefunken zurückblicken. Der heute 73jährige Wissenschaftler ist einer der führenden Wegbereiter des Fernsehens.

Der gebürtige Berliner studierte Physikalische Chemie und Elektrotechnik an den Technischen Hochschulen Lausanne und Berlin und promovierte 1909 mit einer Arbeit über elektrische Verstäubung von Metallen in flüssigem Argon und flüssigem Sauerstoff. Von 1915 bis 1920 leitete er die Studienabteilung der Julius Pintsch AG, Berlin, und erfand die Neon-Glimmlampe und die Glimmlicht-Stabilisierungsröhre. Weitere Arbeiten auf diesem Gebiet brachten ihn mit Graf Arco zusammen, und so kam es, daß F. Schröter 1920 in die Telefunken GmbH eintrat und Direktor der Technischen Abteilung wurde. In Zusammenarbeit mit Prof. Karolus, Leipzig, schuf er die Voraussetzungen für die Bildtelegrafie über Kabel, der wenig später die drahtlose Übertragung folgte. Schon damals wies er nachdrücklich auf die Bedeutung der ultrakurzen Wellen für Fernzwecke hin, und es ist ihm zum Teil zu verdanken, daß dieser Wellenbereich heute tatsächlich dafür benutzt wird. Zu seinen größten Verdiensten um das Fernsehen gehört jedoch der Übergang von der Kerr-Optik zur Braunschen Röhre und damit zum Zeilensprungverfahren, das ihm 1930 patentiert wurde. Ein Jahr später hielt er neben seiner Arbeit in der Industrie an der Technischen Hochschule Berlin-Charlottenburg als Honorarprofessor Vorlesungen über Elektro-Optik und Gasentladungen. 1933 wurde der Jubilar mit der Gauß-Weber-Gedenkmedaille ausgezeichnet. Unabhängig von gleichzeitigen Arbeiten in England, gelang es ihm — aufbauend auf die grundlegenden Versuche Zworykins —, mit Hilfe des Superikonoskops die Empfindlichkeit der Aufnahmerröhre um das Zehnfache zu steigern. Dieses Superikonoskop wurde bereits 1936 bei den Fernsehübertragungen der Olympischen Spiele in Berlin verwendet und wird heute noch in den Fernsehstudios benutzt. Nach dem Kriege war Schröter vorübergehend im Ausland tätig, so zum Beispiel als Chef des Fernsehlaboratoriums der Comp. des Compteurs in Corbeville bei Paris und als Professor an der Universität Madrid. Seit 1955 gehört er wieder dem Telefunken-Forschungsinstitut in Ulm als wissenschaftlicher Berater an. Neben seinen Arbeiten auf dem Gebiet der Physik der kürzesten Wellen und des Fernsehens hat er einen Lehrauftrag für Elektronenoptik an der Universität Bonn.

Mögen diesem hervorragenden Forscher zum Nutzen der Wissenschaft und der Ausbildung des akademischen Nachwuchses noch recht viele Jahre seines Schaffens und seiner geistigen Frische beschieden sein.

³) Zunahme der Tätigkeit der Fagocytaria der reticulo endo teliale: Erhöhung der Abwehrkräfte bestimmter besonderer Zellgruppen gegen Infekte

⁴) Urtiere, Einzeller, mikroskopisch kleine Organismen mit einem oder mehreren Zellkernen, Fortpflanzung durch Zweiteilung (eventuell auch Befruchtung)

⁵) Einzellige, hautlose Wassertiere

⁶) Einzellige, mikroskopisch kleine chlorophyllfreie pflanzliche Lebewesen, meist Spaltpilze

⁷) Bewegliche Urtierchen

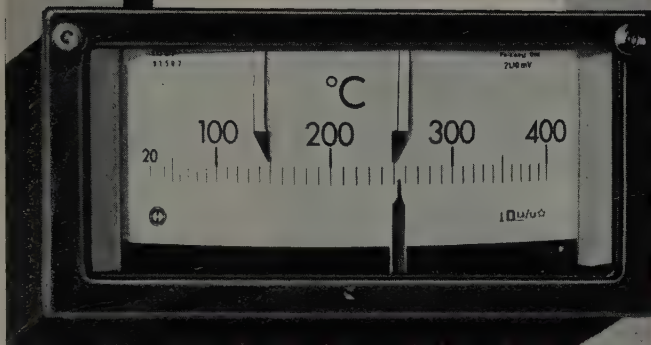
⁸) Bewußtseinspaltung

⁹) Plötzlich auftretende Änderungen bisheriger Erbanlagen

Metrawatt-

HEUßLEH

VOLLTRANSISTORISIERT



Die Neukonstruktion unseres verzögerungsfreien, elektronischen Zweipunktreglers mit induktiver Zeigerabtafung ist den Erfordernissen des Betriebes angepaßt:

- **Kleine Abmessungen**
Normgehäuse 192 x 96 mm
- **Wartungsfrei**
Verwendung von Transistoren, keine der Abnutzung unterworfenen Bauteile
- **Betriebssicher**
Temperaturunempfindliche Transistorschaltung
- **Übersichtliche Anordnung der Bauteile**
Gedruckte Schaltung für zwei oder drei Schaltstufen

Verlangen Sie unsere ausführlichen Druckschriften.



METRAWATT A. G.
N Ü R N B E R G



SIEMENS

HALBLEITER



Neue Germanium-Transistoren (pnp)

für höhere Spannungen
mit größerer Verstärkung
für höhere Temperaturen

Typ	Verwendung	$U_{CE \max}$	$I_C \max$	T_j
TF 66/60	NF-Transistor	60 V	300 mA	75 °C
TF 78/60	NF-Transistor	60 V	600 mA	75 °C
AC 108	NF-Transistor mit $\beta=75$ bis 150	30 V	50 mA	75 °C
AD 103	NF-Leistungstransistor	30 V*	15 A	90 °C
AD 104	NF-Leistungstransistor	45 V*	10 A	90 °C
AD 105	NF-Leistungstransistor	60 V*	8 A	90 °C

* gültig für $I_B = 0$

Selbstverständlich sind die in elektronischen Geräten seit langem bewährten Typen mit den Bauformen TF 49, TF 65, TF 66, TF 78 und TF 80 weiter lieferbar.

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESellschaft
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE



Seit 1889

Elektrische Ferntachometer - Anlagen

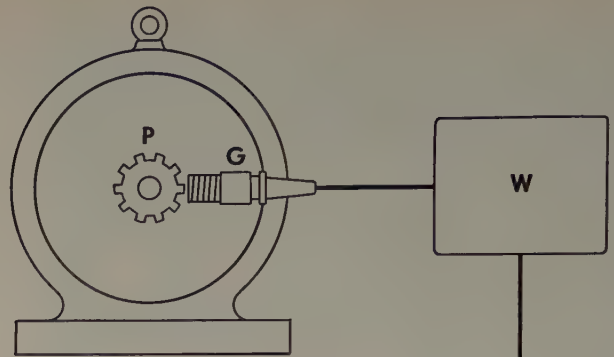
zur Messung von Drehzahlen, Vorschüben,
Geschwindigkeiten usw.

- ▶ Einfache Montage
- ▶ Hohe Präzision
- ▶ Praktisch unbegrenzte Enddrehzahl
- ▶ Keine Belastung des Meßobjektes
- ▶ Vollständig wartungsfrei

Verlangen Sie bitte unseren Prospekt

JAQUET AG · BASEL

Thannerstraße 19/25 — Schweiz — Tel. (061) 383987



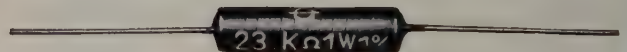
P = Polrad auf
Maschinenwelle

G = Geber

W = Wandler
(Frequenz-Strom)



METALLOWID



- Auslieferungstoleranzen bis $\pm 0,1\%$
- Temperatur-Koeffizient bis $\pm 15 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$

● Umgebungstemperatur bis 125°C zulässig

Weichmagnetische Ferrite KERAPERM
Hartmagnetische Ferrite DRALODUR
Rechteckferrite KERAPERM
Heißleiter NEGATOHM, keram. Bauelemente
Drosseln auf Ferrit- und Keramikkörper
Keramische Fest- und Trimmerkondensatoren
Kohle-Schichtwiderstände 20 mW bis 20 kW
Potentiometer und Trimmerwiderstände
Drahtwiderstände (glasiert, zementiert, lackiert, offen)
Draht-Drehwiderstände bis 25 W, zementiert

STEATIT-MAGNESIA AKTIENGESELLSCHAFT

DRALOWID · WERK

PORZ/RHEIN UND BERLIN-SCHÖNEBERG

DK 621.315.612.6

Fotoform ist ein neuartiges Glas, das durch UV-Licht und Wärmebehandlung in Struktur und Eigenschaften verändert werden kann. Besonders die leichte Ätzbarekeit belichteter Stellen läßt sich zur Herstellung von komplizierten Bauteilen kleiner Abmessungen und großer Genauigkeit auf fotochemischem Wege ausnutzen. Nach besonderer Behandlung entsteht Fotoceram, ein Werkstoff mit Eigenschaften wie Keramik.

Glas, seit fast 4000 Jahren bekannt und damit wohl einer der ältesten Kunststoffe, hat gegenüber den modernen Kunststoffen auch als Werkstoff der Elektronik eine Reihe hervorragender Eigenschaften. Es ist härter und wärmebeständiger als die organischen thermoplastischen und aushärtbaren Kunststoffe, es nimmt weder Wasser noch andere Flüssigkeiten auf, widersteht fast allen Chemikalien und hat ausgezeichnete Vakuumeigenschaften. Seine elektrischen Eigenschaften sind durch hohe Durchschlags- und Kriechstromfestigkeit, großen Isolationswiderstand und mittleren Verlustwinkel gekennzeichnet. Diese nur allgemein umrissenen Merkmale sind naturgemäß bei den verschiedenen Glassorten und -arten unterschiedlich ausgeprägt, aber nur in verhältnismäßig engen Grenzen.

Es ist kein Zufall, daß der weitaus größte Teil der Elektronenröhren, bei denen viele der genannten Eigenschaften wichtig sind, Glaskolben hat. Bei den Röhren spielt die geringe Stoßfestigkeit des Glases meist keine Rolle, da der Innenaufbau gewöhnlich noch stoßempfindlicher ist. Daß Glas als Baustoff in der übrigen Elektronik bisher praktisch kaum in Frage kam, mag wohl daran liegen, daß selten Bedarf an wärmebeständigen Teilen vorgelegen hat, und wenn es der Fall war, wurde Keramik ohne Rücksicht auf die erheblichen Schwierigkeiten bei der Herstellung und Bearbeitung verwendet. Auch beim Glas scheinen diese Schwierigkeiten zunächst recht bedeutend zu

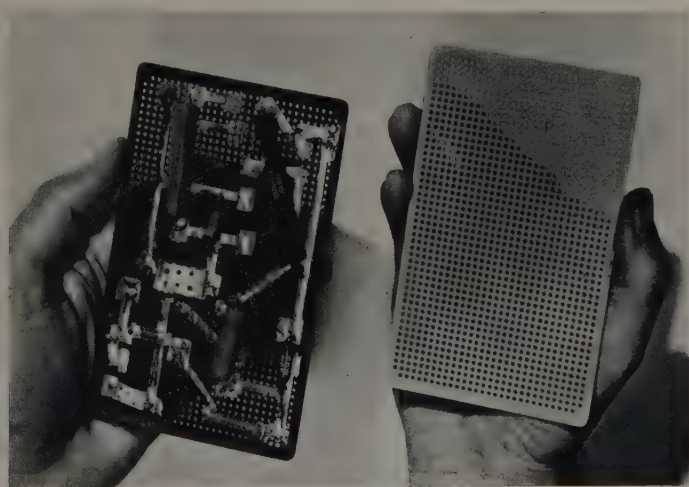


Bild 1. Rasterplatte aus Fotoceram

sein. Es wird hauptsächlich durch Blasen oder Pressen geformt. Dazu kommen die verschiedenen Arten der Verbindung von Glasteilen untereinander durch Verschmelzen, Verschweißen oder Verlöten. Für die Massenfertigung von Röhrenkolben zum Beispiel wurden dazu automatische Einrichtungen geschaffen, die eine wirtschaftliche Verarbeitung ermöglichen.

Die spanabhebende Bearbeitung von Glas ist schwierig und — abgesehen vom spitzenlosen Schleifen — sehr unwirtschaftlich. Die typischen Massenfertigungs-Verfahren der Stanztechnik lassen sich auf Glas im allgemeinen nicht anwenden. Für Sonderfälle ist die chemische Bearbeitung durch Ätzen mit Flußsäure bekannt, doch wird sie im allgemeinen nur zur Oberflächenbehandlung angewandt. Höhere Anforderungen an die elektronischen Bausteine, wie sie sich in der letzten Zeit ergeben haben, ließen auch Glas zu einem Werkstoff werden, der Interesse verdient. Neuentwickelte Glassorten und neu-

artige Ver- und Bearbeitungsmethoden erschließen dem Glas neue Anwendungsgebiete und ermöglichen darüber hinaus die Herstellung von komplizierten Teilen, an die bisher überhaupt nicht zu denken war.

Besonders interessant ist in dieser Hinsicht ein Material, das von den *Corning Glass Works* unter der Bezeichnung „Fotoform“ hergestellt wird. Dieses Glas ist ein modifiziertes Lithiumsilikat, das mit Spuren von Silber- und Cer-Verbindungen lichtempfindlich gemacht ist. Seine Struktur und seine Eigenschaften ändern sich unter der Einwirkung von ultraviolettem Licht und einer nachfolgenden Wärmebehandlung grundlegend. Das unbehandelte Ausgangsmaterial, die Form „A“, unterscheidet sich äußerlich in nichts von gewöhnlichem Glas. Durch eine Wärmebehandlung — 500...600°C während 1...2 Stunden — wird es in die Form „B“ übergeführt, die ebenso wie die Form „A“ aussieht und auch in den technologischen Eigenschaften nur wenig davon abweicht, aber nicht mehr lichtempfindlich ist.

Wird jedoch das Ausgangsmaterial zunächst mit ultraviolettem Licht bestrahlt und danach etwa 4 Minuten lang auf 500°C erwärmt, so entstehen Silberkristalle, die ihrerseits Kristallisationskerne für Lithiummetasilikat bilden. Bei einer anschließenden Erwärmung auf 650°C, die etwa eine Stunde dauert, wachsen diese Kristalle und bilden eine feinkristalline Struktur, wodurch das Material ein milchiges Aussehen erhält. Die so entstandene Form „C“ hat wesentlich veränderte Eigenschaften, besonders einen höheren Erweichungspunkt. Ihr hervorstechendstes Merkmal ist jedoch, daß sie durch verdünnte Flußsäure 15mal stärker angegriffen wird als die Formen „A“ und „B“. Das liegt daran, daß jede einzelne Oberfläche der Kristalle von der Säure erreicht wird. Welche besondere Bedeutung diese Erscheinung hat und wie sie ausgenutzt wird, soll noch gezeigt werden.

Die Form „B“ geht nach entsprechender Weiterbehandlung in die braungetönte Form „D“ und schließlich in die schwarze Form „E“ über. In einem besonderen Prozeß kann das Material so umgewandelt werden, daß es nach Struktur und Eigenschaften der Keramik näher steht als dem Glas. Deswegen trägt diese Form die besondere Bezeichnung „Fotoceram“. Hinsichtlich Schmelz- und Erweichungspunkt, Wärmeausdehnung und auch der elektrischen Eigenschaften unterscheidet es sich ganz erheblich vom Ausgangswerkstoff.

Die verschiedenen Umwandlungsmöglichkeiten ergeben vielfältige neue Anwendungen und Bearbeitungsverfahren. Die UV-Empfindlichkeit wird dazu ausgenutzt, Schrift, Zeichnungen, Skalen, Diagramme und dergleichen auf oder in das Glas zu übertragen. Das Verfahren ähnelt sehr der Herstellung einer Lichtbildkopie. Das Negativ oder eine Maske wird auf die Fotoform-Platte aufgelegt und einige Minuten mit gebündeltem UV-Licht durchstrahlt. Bei der

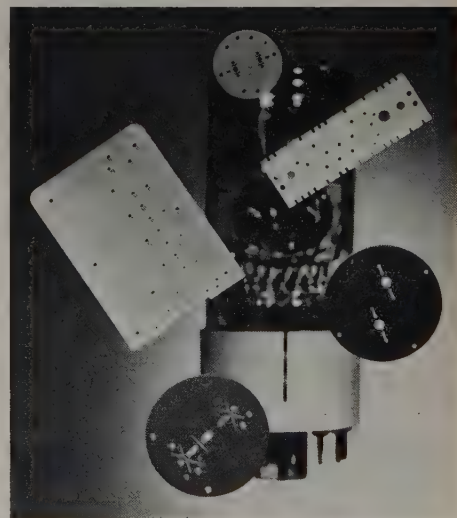


Bild 2. Abstandhalter für Sekundärelektronen-Vervielfacher aus Fotoform

Entwicklung, das heißt der nachfolgenden Wärmebehandlung, erscheinen die belichteten Stellen entsprechend der Vorlage als milchig-opale Stellen im Glas. Auf diese Weise lassen sich Skalen und dergleichen genauer, schärfer in den Konturen und mit feineren Linien übertragen, als es bisher bei Glas möglich war. Ein nicht zu unterschätzender Vorteil ist dabei, daß die Zeichnung unveränderlich im Werkstoff eingebettet ist. Sie kann also nicht zerkratzt werden und hat keine Vertiefungen, in denen sich Schmutz ablagern könnte.

Setzt man die belichtete und danach wärmebehandelte Platte, bei der also die abgedeckt gewesenen Stellen die Form „B“, die vom UV-Licht getroffenen die Form „C“ haben, der Einwirkung von verdünnter Flußsäure aus, dann werden die belichteten Stellen rund 15mal schneller weggeätzt als die unbelichteten. 5%ige Flußsäure



Bild 3. Bauplatte aus Fotoceram mit aufmetallisierten Leitungszügen. Die Durchgänge sind durch Ätzen hergestellt

ätzt in einer Stunde etwa 1 mm tief. Auf diese Weise sind vertiefte Linien und Flächen herstellbar. Durch genügend langes Ätzen können die belichteten Partien völlig aufgelöst werden, so daß beispielsweise Löcher der entsprechenden Form entstehen.

Da bei diesem Vorgang auch das Material der Form „B“ leicht mitgeätzt wird und die der Oberfläche zunächstliegenden Teile dem Angriff der Flußsäure länger ausgesetzt sind als die unteren, sind die Seitenwände solcher Durchbrüche leicht geneigt, jedoch nur in einem Winkel von etwa 4°. Ätzt man in eine gewöhnliche Glasscheibe Durchbrüche, dann haben die Seitenwände zwangsläufig eine Neigung von 45°. Schon allein hier liegt eine große Überlegenheit des Fotoform-Verfahrens gegenüber dem bekannten Ätzen normaler Glassorten mit säurefesten Abdeckungen. Wird bei einer Fotoform-Platte von beiden Seiten zugleich geätzt, dann haben die Durchbrüche Wandneigungen von beiden Seiten her. Praktisch ist das meist bedeutungslos. Es ist ohne Schwierigkeiten möglich, Löcher zu ätzen, die zehnmal tiefer sind als ihr Durchmesser.

Es ist aber auch möglich, Durchgangslöcher, Sacklöcher und Vertiefungen am selben Werkstück herzustellen. Dazu wird der Ätzvorgang jeweils unterbrochen und die Stellen, die die gewünschte Tiefe erreicht haben, werden dann mit Wachs abgedeckt.

Nach dem beschriebenen Verfahren können Bauteile aus Glas in einer bisher nicht gekannten Präzision und Feingliedrigkeit hergestellt werden. Es kann praktisch jede beliebige Kontur, sei sie als milchiges Bild im Glase eingebettet oder eine Vertiefung oder ein Durchbruch, hergestellt werden, für die es bereits eine Vorlage gibt. Die fotografische Übertragung ist einfach und genau und ergibt völlig übereinstimmende Teile. Daher ist das Verfahren bei entsprechender Einrichtung auch zur Massenfertigung geeignet.

Um die Leistungsfähigkeit des Fotoform-Verfahrens anzudeuten, sei als Beispiel genannt, daß es möglich ist, 40000 Löcher auf einen Quadratzentimeter zu bringen. Dabei übertrifft die Genauigkeit der Mittenabstände und der Maschenweite die mit anderen Verfahren erreichbare. Die Schlitzweite eines Durchganges kann bis herunter auf $\frac{1}{100}$ mm gehen. Derartig feine Ätzungen sind allerdings nur an dünnen Scheiben von weniger als 0,1 mm Dicke möglich.

Zur Zeit wird das Fotoform-Glas in Dicken von 1,3...6 mm geliefert. Geringere Dicken lassen sich durch Abschleifen herstellen, ohne daß sich dabei die Eigenschaften des Materials ändern. Werden größere Dicken als 6 mm benötigt, dann ätzt man Einzelplatten passender Dicke und verkittet sie mit einem geeigneten Kunstharz. Miteingezätzte Paßlöcher erleichtern das genaue Aufeinander-schichten.

Für die Elektronik sind Fotoform und seine Bearbeitungsmöglichkeiten besonders deswegen interessant, weil man Miniaturteile herstellen kann, die in anderen Werkstoffen mit nur annähernd ähnlichen Eigenschaften hinsichtlich Festigkeit, Wärmebeständigkeit und der elektrischen Qualitäten, wie etwa Keramik, nicht ausführbar sind. Platten für gedruckte Schaltungen zum Beispiel lassen sich nach dem beschriebenen Verfahren auf fotochemischem Wege mit Durchgangslöchern kleiner Abmessungen und hoher Genauigkeit versehen. Diese Löcher können gleichzeitig mit den Leitungszügen nach einem der bekannten Verfahren metallisiert werden, um leitende Verbindungen zwischen der Vorder- und Rückseite der Platte zu schaffen. Dabei ist es besonders vorteilhaft, daß nicht nur runde Löcher möglich sind, wie beim Bohren, sondern auch Schlitz- und demgemäß bandförmige Verbindungen zwischen Vorder- und Rückseite. Das ist oft wegen Strombelastung oder aus hochfrequenztechnischen Gründen erwünscht oder erforderlich.

Für solche Schaltplatten wird meist die Form Fotoceram hergestellt, nachdem die chemische Bearbeitung beendet ist. Auf dieser Oberfläche haftet, wie auch von der herkömmlichen Keramik bekannt, die Metallschicht besonders gut. Die Abreiß- und Pellfestigkeit übertrifft die von gedruckten Schaltungen auf der Basis aufkaschierter Folien weit. Die Wärmewirkung beim Lötens beeinflusst die Haftfestigkeit in keiner Weise, da das Grundmaterial von den dabei auftretenden Temperaturen nicht verändert wird. Gedruckte Schaltungen auf der Grundlage von Fotoceram können bei Temperaturen von 400...500°C betrieben werden, vorausgesetzt, daß der Leiterwerkstoff, die verwendeten Bauteile und die Befestigungsmittel entsprechend wärmefest sind.

Die Möglichkeit, Vorlagen fotografisch zu verkleinern und mit großer Genauigkeit und Schärfe auf die Bauplatte zu übertragen, vor allem aber auch die Herstellbarkeit feinsten Durchgänge beliebiger Form, machen Fotoform und Fotoceram besonders zur Herstellung von miniaturisierten Bausteinen in komplizierten Formen für hohe Anforderungen an Beständigkeit unter allen vorkommenden äußeren Bedingungen und höchster Präzision der Ausführung geeignet.

(eingegangen am 31. Dezember 1959)

ZVEI-Jahrestagung 1960 in Berlin

Etwa Mitte Mai fand in Berlin die Jahreshauptversammlung des Zentralverbandes der Elektrotechnischen Industrie statt. Damit hatte der Gesamtverband dieses wichtigen Industriezweiges im Rahmen einer allgemeinen Mitgliedertagung sein Jahrestreffen erstmals nach dem Kriege wieder in der alten Reichshauptstadt, die unbestritten als Wiege der deutschen Elektroindustrie gilt. Bei dieser Gelegenheit wurde der Verband der Berliner Elektroindustrie organisatorisch dem ZVEI eingegliedert; der VBEI, der seinen Namen beibehält, ist jetzt Berliner Landesstelle des ZVEI. Vor den Delegierten der mehr als 1200 Firmen der Elektroindustrie im Bundesgebiet und in West-Berlin gab der Vorsitzende des Verbandes, Dr. Thörner (AEG), am 19. 5. 1960 einen Überblick über die Lage dieses großen Wirtschaftszweiges.

Die Elektroindustrie hatte 1959 einen Umsatz von 17,3 Milliarden DM (Zuwachsrate: 12,5%). Umsatzausweitungen auf dem Investitionsgütergebiet fanden in den Sparten Nachrichtentechnik, Meß- und Regeltechnik, Kraftfahrzeugausrüstung, Kabel und Leitungen sowie Elektromedizin statt. Die starke Zunahme auf dem Konsumgütergebiet hat sich etwas abgeschwächt. Die Beschäftigtenzahl in der Elektroindustrie erhöhte sich im Jahre 1959 um 40000 auf 740000 und stieg im Frühjahr 1960 sogar auf 770000; dabei kam es der Ausschöpfung des Arbeitsmarktes zugute, daß Produktionsstätten in ländlichen Gegenden neuerrichtet wurden. Die Ausfuhr an elektrotechnischen Gütern erfuhr 1959 noch einmal einen guten Aufstieg; der Export — darunter der von Röhren und Halbleitern, elektronischen Bauelementen, Geräten der Meß- und Regeltechnik sowie von elektrischen Haushaltsgeräten — belief sich auf 3,87 Milliarden DM (Zuwachsrate: über 18%). Die Einfuhr stieg relativ noch mehr — um durchschnittlich 30% auf 680 Millionen DM; dabei handelt es sich u.a. um Bauelemente, Haushaltsgeräte und Kraftfahrzeugausrüstungen. Zusammenfassend sagte Dr. Thörner: „Das Zusammentreffen all dieser Faktoren zeigt doch wohl ein Bild, welches nicht mehr wie früher das Stichwort „Überhitzung“ grundsätzlich aus dem Felde schlägt. Es muß diese Entwicklung mit aller Aufmerksamkeit und großem Ernst betrachtet werden. Gewiß sind Preissteigerungen bisher im wesentlichen unterblieben, es hat auch die Sparquote zugenommen, und in einigen Konsumgüterbereichen sind die Zuwachsraten zurückgegangen. Es läßt sich aber nicht leugnen, daß der Mangel an Arbeitskräften dazu führen kann, den Produktionsapparat größer als normal notwendig auszuweiten, so daß möglicherweise auf längere Sicht die erhöhte Kapazität nicht genutzt wird. Es kommt hinzu, daß die ausländische Konkurrenz auf dem deutschen Markt immer stärker wird und daher auch ihr Einfluß auf die Preisgestaltung. Es ist also nicht garantiert, daß die insbesondere durch Lohnerhöhungen und Investitionen verursachten Kosten später immer ihre Deckung finden werden.“



Sie verlangen Betriebssicherheit -
wir bieten sie Ihnen mit

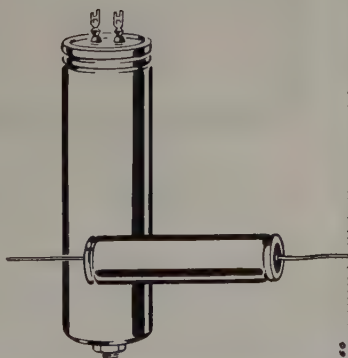
BOSCH MP-KONDENSATOREN

für Nachrichtentechnik · Fernstehteknik · Elektronik
Regel- und Steuertechnik · Meßgerätebau.

BOSCH MP-Kondensatoren heilen bei Durchschlägen selbst und sind unempfindlich gegen kurzzeitige Überspannungen. Sie sind kurzschlußsicher und praktisch induktionsfrei. Wir liefern BOSCH MP-Kondensatoren für Gleichspannung als Klasse 1 für besonders hohe klimatische Anforderungen und als Klasse 2 für normale klimatische Verhältnisse.

Ausführung	Nenn-/Spitzensp. V	Kapazität μF
MP-Wickel in Al.-Rundbecher mit Gewindebolzen zum Befestigen und Erden.	160/240 250/375 350/525	1 ... 32 0,5 ... 40 0,5 ... 32
Lötösen auf dem Gehäusedeckel	500/750 750/1125	0,1 ... 20 0,5 ... 8
Stabform, MP-Wickel in Metallrohr.	160/240 250/375	1 ... 4 0,5 ... 2
Anschlußdrähte an den Stirnseiten	350/525 500/750	0,25 ... 2 0,1 ... 1

Verlangen Sie bitte
unsere technische
Druckschrift über
BOSCH
MP-Kondensatoren
für Gleichspannung.

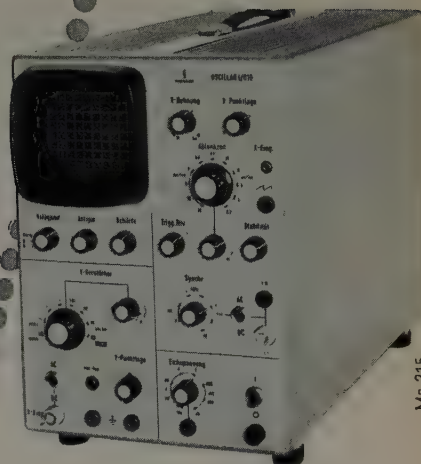


K.O. 1249

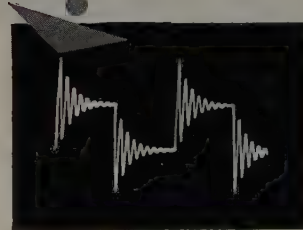


ROBERT BOSCH GMBH STUTTGART

SIEMENS
MESSTECHNIK



Ms 215



Verzögerung des
Meßimpulses macht auch
diese Flanke sichtbar

Ein Impulsoszillograph

soll schwache, schnell verlaufende und kurzzeitige Stromstöße, wie sie z. B. in der Fernseh- und Fernmeßtechnik und bei elektronischen Rechenmaschinen vorkommen, von Beginn an genau aufzeichnen. Unser

Einstrahl-Oszillograph OSCILLAR I/010

erfüllt diese Bedingungen.

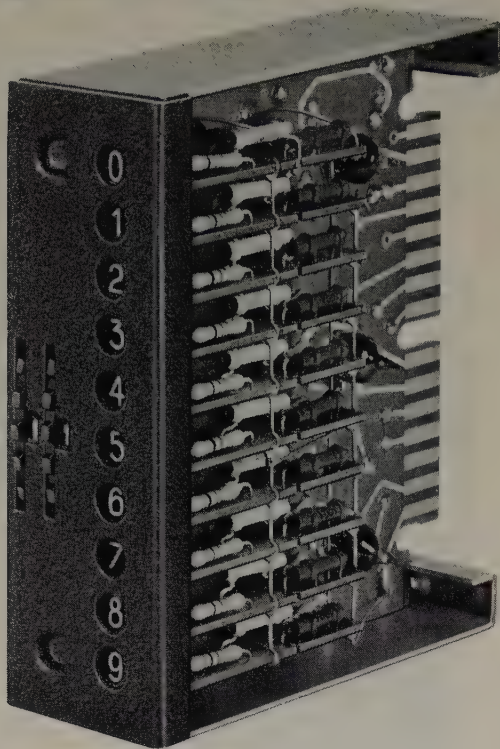
Seine besonderen Merkmale:

- ▶ Große Bandbreite 0 bis 10 MHz bei Ablenfaktoren von max. 50 mV/Teil und 10 mV/Teil bei 1,5 MHz (1 Raster Teil \cong 0,8 cm)
- ▶ Verzögerungskabel für das die Zeitablenkung auslösende Y-Signal (siehe Bild)
- ▶ Geeichte Zeitablenkung von 0,11 s/Teil bis 0,06 μs /Teil, vielseitige Synchronisierungs- und Triggerungsmöglichkeiten
- ▶ Völlige Unabhängigkeit von Netzspannungsschwankungen, wie es die Impulstechnik erfordert

Druckschriften durch unsere Zweigniederlassungen

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK

VALVO



STECKEINHEITEN ZUR VORWAHLZÄHLUNG UND PROGRAMMSTEUERUNG

Die elektronischen Bausteine unserer Reihe 88930 dienen zur Zusammenstellung von Zähl- und Steueranlagen für alle Arten industrieller Fertigungsprozesse.

Der Anwender hat dank des Baukastenprinzips weitgehende Freiheit in der Auslegung von Zähl- und Steueranlagen. Er ist zugleich aller Kleinarbeit enthoben, die mit dem Schaltungsentwurf, der Dimensionierung, der gegenseitigen Anpassung und der Erprobung von Einheiten verbunden sind.

Die Bausteine sind mit Relaisröhren und Transistoren bestückt und als Steckereinheiten mit gedruckter Schaltung ausgeführt. Ihre kennzeichnenden Eigenschaften sind

- Zuverlässigkeit
- Wirtschaftlichkeit
- hohe Lebensdauer
- unmittelbare Sichtanzeige
- max. Zählfrequenz 2 kHz

Auf Anforderung übersenden wir Ihnen gern ausführliche Unterlagen mit Anwendungsbeispielen.

VALVO GMBH HAMBURG 1



110 560 / 336

HYDRA  WERK

Elektrolyt- Kondensatoren

für

Funk-Technik
Fernmelde-Technik
Elektronik
Fotoblitz-Geräte
Anlaßzwecke bei Motoren

Verschiedene Bauformen:

freitragend
Einlochbefestigung
Schraubbefestigung
Schränklappenbefestigung
Schellenbefestigung
Bügelbefestigung



Sonderausführungen für gedruckte Schaltungen

mit:

»snap-in«-Anschlüssen
»Lötstift«-Anschlüssen
Kunststoffsockel für
stehende Montage

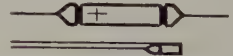


Sondertypen

für hohe thermische und
klimatische Anforderungen

Tantal-Kondensatoren

in Wendel- und Folienausführung
glatt und rau
sowie Sinterkörpertypen
mit festem Elektrolyten
(Halbleiter)



Auführliche Druckschriften auf
Anforderung; Angebote über
Spezialtypen bei lohnenden Mengen.

HYDRA WERK
AKTIENGESELLSCHAFT
BERLIN N 65



Bemerkungen zum Entwurf eines volltransistorisierten AM-FM-Empfängers

DK 621.314.7:621.396.62.001.1

Seit den ersten Veröffentlichungen über den Transistor im Jahre 1947 hat die Literatur über Halbleiter-Verstärkerelemente einen außerordentlichen Umfang angenommen. Das bisher bekanntgewordene Schrifttum erstreckt sich vorwiegend auf die inneren physikalischen Vorgänge im Transistor; über die Auswirkungen der Transistoreigenschaften in der Schaltung findet man nur selten Hinweise.

Die Kenntnis der Physik und der Herstellungsmethoden der Transistoren ist für den Anwender zwar sehr interessant, aber meist ebenso entbehrlich wie etwa elektronenoptische Kenntnisse für den mit einem Oszillografen arbeitenden Meßtechniker. Leider unterscheidet sich der Transistor bezüglich des Verhaltens in der Schaltung wesentlich von der Röhre. Störeffekte, die bei der Röhre schon längst überwunden wurden oder nie in Erscheinung traten, sind bei der Transistorschaltung dominierend. In der vorliegenden Arbeit wird versucht, die zu einer optimalen Bemessung eines mit Transistoren bestückten AM-FM-Empfängers führenden Überlegungen mitzuteilen.

1. Allgemeine Kennlinien der Flächentransistoren

Nach Ebers und Moll [1] sowie nach Spenke [2] läßt sich der Kollektorstrom bei tiefen Frequenzen durch die einfache Gleichung

$$i_c = a_{21} \left(e^{\frac{U_{b'e}}{U_T}} - 1 \right) + a_{22} \left(e^{\frac{U_{ce}}{U_T}} - 1 \right) \quad (1)$$

ausdrücken. Darin ist $U_T = k \cdot T/q$ die Temperaturspannung, k die Boltzmannsche Konstante, T die absolute Temperatur, q die Elementarladung, $U_{b'e}$ die Spannung zwischen Emitter und innerem Basispunkt, U_{ce} die Spannung zwischen Emitter und Kollektor. Die beiden Konstanten a_{21} und a_{22} lassen sich aus den Gleichungen

$$a_{22} = -\frac{I_{c0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \quad \text{und} \quad a_{21} = -\alpha_I a_{22} \quad (2), (3)$$

berechnen. Darin ist I_{c0} der Sperrstrom Kollektor-Basis, α_N die Stromverstärkung in Basisschaltung (Emitter gesteuert) und α_I die Stromverstärkung in inverser Basisschaltung (Kollektor gesteuert).

Gl. (1) berücksichtigt nicht den Spannungsabfall am Basisbahnwiderstand $r_{b'b}$ und gilt daher nur für die unzugängliche Spannung zwischen Emitter und innerem Basispunkt b' .

Ist β der zunächst als konstant angenommene reziproke Stromverstärkungsfaktor in Emitterschaltung und i_b der Basisstrom, dann gilt

$$i_b = i_c \cdot \beta \quad (4)$$

und

$$U_{b'e} = U_{be} - r_{b'b} \cdot \beta \cdot i_c \quad (5)$$

Bei wechselstrommäßigen Kurzschluß zwischen Kollektor und Emitter vereinfacht sich Gl. (1) zu

$$i_c = a_{21} \cdot e^{\frac{U_{b'e}}{U_T}} + A, \quad (6) \quad \text{wobei} \quad A = a_{22} \left(e^{\frac{U_{ce}}{U_T}} + \alpha_I - 1 \right) \quad (7)$$

$$\text{Außerdem ist} \quad \beta = \beta_0 + \gamma \cdot i_c \quad (8)$$

Darin ist β_0 die (evtl. durch Extrapolation gefundene) reziproke Stromverstärkung in Emitterschaltung bei verschwindendem Kollektorstrom und $\gamma = \tan \xi$ (Bild 1). Setzt man die Gl. (5) und (8) in Gl. (6) ein, dann ergibt sich

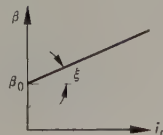


Bild 1. Kehrwert der Stromverstärkung in Emitterschaltung als Funktion des Kollektorgleichstroms

$$i_c = a_{21} \cdot e^{\frac{U_{be}}{U_T} - \beta_0 \frac{r_{b'b}}{U_T} i_c - \frac{r_{b'b}}{U_T} \gamma \cdot i_c^2} + A \quad (9)$$

Es ist nicht möglich, Gl. (9) algebraisch nach i_c aufzulösen.

2. Modulationsverzerrungen in HF-Stufen

Wie an anderer Stelle [3] gezeigt wurde, lassen sich die HF-Verzerrungen näherungsweise nach folgenden Formeln berechnen:

$$\text{Modulationsbrumm} \quad m_b = \frac{S'}{S} \hat{u}_s \quad (10)$$

$$\text{Modulationsgradänderung} \quad \frac{\Delta m_h}{m_h} = \frac{1}{4} \cdot \frac{S''}{S} \left(1 - \frac{3}{8} m_h^2 \right) \hat{u}_h^2 \quad (11)$$

$$\text{Modulationsverzerrung} \quad D_2 = \frac{3}{16} \cdot \frac{S''}{S} m_h \cdot \hat{u}_h^2 \quad (12)$$

$$\text{Kreuzmodulation} \quad m_k = \frac{1}{2} \cdot \frac{S''}{S} m_s \cdot \hat{u}_s^2 \quad (13)$$

Darin bedeutet

\hat{u}_s die Störspannungsamplitude,
 \hat{u}_h die HF-Spannungsamplitude,
 m_s den Modulationsgrad der Störspannung,
 m_h den Modulationsgrad der HF-Spannung,

$S = \frac{d i_c}{d U_{be}}$ die Steilheit des Transistors und

$S' = \frac{d^2 i_c}{d U_{be}^2}$
 $S'' = \frac{d^3 i_c}{d U_{be}^3}$ } die Ableitungen der Steilheit

Aus Gl. (9) erhält man durch Differentiation

$$S = \frac{1}{r_{b'b} \cdot \beta_0 + 2 r_{b'b} \cdot \gamma \cdot i_c + \frac{U_T}{i_c - A}}, \quad (14)$$

$$S' = \frac{\frac{U_T}{(i_c - A)^2} - 2 r_{b'b} \cdot \gamma}{\left(r_{b'b} \cdot \beta_0 + 2 r_{b'b} \cdot \gamma \cdot i_c + \frac{U_T}{i_c - A} \right)^3} \quad \text{und} \quad (15)$$

$$S'' = \frac{1}{U_T^2} \cdot \frac{1 - 2 \frac{r_{b'b} \cdot \beta_0}{U_T} (i_c - A) - 16 \frac{r_{b'b} \cdot \gamma}{U_T} (i_c - A)^2 + 12 \left(\frac{r_{b'b} \cdot \gamma^2}{U_T} \right)^2}{\left(r_{b'b} \cdot \beta_0 + 2 r_{b'b} \cdot \gamma \cdot i_c + \frac{U_T}{i_c - A} \right) \left[1 + \left(r_{b'b} \cdot \beta_0 + 2 r_{b'b} \cdot \gamma \cdot i_c \right) \frac{i_c - A}{U_T} \right]^4} \quad (16)$$

Wie Akgün und Strutt [4] gezeigt haben, entsteht durch einen nur für die HF überbrückten Emitterwiderstand R_e ebenfalls eine Kreuzmodulation m_{ke} . Die von den beiden Autoren abgeleitete Formel gilt für $R_e < 1/S$. Für beliebige R_e ist noch die von dem Emitterwiderstand bewirkte NF-Gegenkopplung zu berücksichtigen. Man erhält

$$m_{ke} = -\frac{1}{2} m_s \left(\frac{\hat{u}_s}{U_T} \right)^2 \frac{1}{1 + i_c R_e}$$

Die gesamte Kreuzmodulation wird damit

$$m_k = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\hat{u}_s}{U_T} \right)^2 m_s \cdot V_b, \quad (17)$$

wobei

$$V_b = \frac{1 - 2 \frac{r_{b'b} \cdot \beta_0}{U_T} (i_c - A) - 16 \frac{r_{b'b} \cdot \gamma}{U_T} (i_c - A)^2 + 12 \left(\frac{r_{b'b} \cdot \gamma}{U_T} \right)}{1 + (r_{b'b} \cdot \beta_0 + 2 r_{b'b} \cdot \gamma \cdot i_c)} - \frac{1}{1 + \frac{U_T}{i_c \cdot R_e}} \quad (18)$$

Es ist der quadratische Klirrfaktor der Modulation

$$D_2 = \frac{3}{16} \left(\frac{\hat{u}_b}{U_T} \right)^2 \cdot m_h \cdot V_b, \quad (19)$$

die Modulationsgradänderung

$$\frac{\Delta m_h}{m_h} = \frac{1}{4} \left(\frac{\hat{u}_h}{U_T} \right)^2 \cdot \left(1 - \frac{3}{8} m_h^2 \right) \quad (20)$$

und der Modulationsbrumm

$$m_b = \frac{U_T}{(i_c - A)^2 - 2 \cdot r_{b'b} \cdot \gamma} \cdot \frac{\hat{u}_s}{U_T} \quad (21)$$

Der Modulationsbrumm ist vom Emittorwiderstand unabhängig, wenn \hat{u}_s die zwischen Emittor und Basis stehende Störspannung ist. Mit einem nur für die HF überbrückten Basisvorwiderstand R_b läßt sich annähernd dieselbe Wirkung erreichen wie mit einem Emittorwiderstand $R_e = \beta \cdot R_b$, solange der Eingangswiderstand des Transistors größer als der Basisvorwiderstand ist. Bei höheren Frequenzen ist noch die Verkleinerung der am inneren Basispunkt stehenden Spannung infolge des Spannungsabfalls an $r_{b'b}$ zu berücksichtigen. Es ist also möglich, m_h , D_2 und $\frac{\Delta m_h}{m_h}$ mit geeigneter

Dimensionierung der Schaltung für einen bestimmten Kollektorstrom verschwinden zu lassen.

Bei Mischstufen ändert sich an den obigen Gleichungen nichts. Die Dimensionierungsfreiheit wird in praktischen Schaltungen wegen der erforderlichen Stabilisierung des Kollektorstroms gegenüber Temperatur- und Exemplarstreuungen eingeengt. Bei selbstschwingenden Mischern ist zusätzlich noch die Gefahr des Auftretens von Pendelschwingungen zu beachten. Aus diesem Grund kann man bei Oszillatoren den Emittorwiderstand häufig nicht für die NF überbrücken. Um trotzdem die im Vergleich zur Röhre schlechten Verzerrungseigenschaften des Transistors etwas zu verbessern, muß eine Gegenkopplung mit einem nichtüberbrückten Emittorwiderstand eingeführt werden. Dieser Emittorwiderstand darf nicht sehr groß sein, da sonst die Rauschzahl verschlechtert wird (Bild 2).

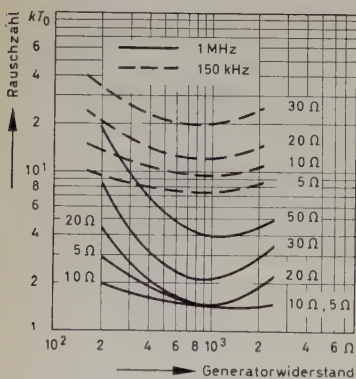


Bild 2. Rauschzahl eines OC 170 (unverbindliches Einzel exemplar) als Mischer. Parameter: $r_{be} 0$; $i_c = 1,7 \text{ mA}$, $\theta_{\mu} = 0,28 \text{ V}$

Bei den bisherigen Betrachtungen war wechselstrommäßiger Kurzschluß zwischen Emittor und Kollektor vorausgesetzt. Die von einer Kollektorwechselspannung verursachten Modulationsverzerrungen lassen sich ebenfalls aus Gl. (1) berechnen; sie haben negatives Vorzeichen und können vernachlässigt werden, wenn die Maximalamplitude der Kollektorwechselspannung kleiner als die Kollektorgleichspannung ist.

3. Selbstschwingende Mischstufen

Zunächst sei untersucht, wie die Amplitudenstabilisierung der selbst-erregten Schwingung zustande kommt. Wird die Kollektorwechsel-

spannungsamplitude größer als die Kollektorgleichspannung U_{ce} , dann tritt eine Amplitudenbegrenzung ein, die dazu geeignet ist, bei Oszillatoren die Schwingamplitude zu begrenzen. Bei selbstschwingenden Mischern ist diese Betriebsart unbedingt zu vermeiden, da der von der Kollektorwechselspannung verursachte Mischvorgang der normalen Mischung entgegenwirkt, der Innenwiderstand des Mischtransistors sehr klein wird und damit den ZF-Kreis unzulässig bedämpft. Ist \hat{u}_{zc} die Trägeramplitude der ZF, \hat{u}_{ic} die Oszillatorspannungsamplitude zwischen Kollektor und Emittor, dann muß die Bedingung

$$2 \cdot \hat{u}_{zc} + \hat{u}_{ic} < \bar{U}_{ce}$$

erfüllt sein, wenn keine Modulationsverzerrungen auftreten sollen. Gl. (9) läßt sich wie folgt vereinfachen:

$$i_c = a_{21} \cdot e^{\frac{U_{be}}{U_T}} \cdot e^{-\beta \cdot \frac{r_{b'b}}{U_T} \cdot i_c} + A, \quad (22)$$

aber nicht exakt nach i_c auflösen. In Mischschaltungen wird aus Gründen der Mischverstärkung und des Rauschens meist $U_{be} \gg \beta \cdot r_{b'b} \cdot i_c$ sein. Damit gilt näherungsweise

$$i_c = a_{21} \cdot e^{\frac{U_{be}}{U_T}} \cdot e^{-\beta \cdot a_{21} \cdot \frac{r_{b'b}}{U_T} \cdot e^{\frac{U_{be}}{U_T}}}$$

Schreibt man nun die zweite Exponentialfunktion als Exponentialreihe unter alleiniger Berücksichtigung der beiden ersten Glieder, dann ist für $\beta \cdot r_{b'b} \ll i_c / U_T$

$$i_c = a_{21} \cdot e^{\frac{U_{be}}{U_T}} - a_{21}^2 \cdot \beta \cdot \frac{r_{b'b}}{U_T} \cdot e^{2 \frac{U_{be}}{U_T}} \quad (23)$$

Der bei der ersten Näherung entstandene Fehler wird von der zweiten Näherung innerhalb des interessierenden Bereichs zum Teil wieder aufgehoben.

Im allgemeinen erfolgt die Arbeitspunktstabilisierung bei Transistoren mit einem Emittorwiderstand $R_e \gg U_T / i_c$. Ist U_{b0} die Spannung zwischen der Basis und dem emittorfernen Punkt des Emittorwiderstandes, dann ist

$$i_c = \frac{U_{b0} - U_{be}}{R_e}$$

Aus Gl. (22) folgt

$$U_{be} = \beta \cdot r_{b'b} \cdot i_c + U_T \cdot \ln \frac{i_c - A}{a_{21}},$$

und aus diesen beiden letzten Gleichungen erhält man

$$i_c = \frac{1}{R_e + \beta \cdot r_{b'b}} \left(U_{b0} - U_T \cdot \ln \frac{i_c - A}{a_{21}} \right)$$

Ist $U_{b0} \gg U_{be}$, dann kann $\beta \cdot r_{b'b}$ gegen R_e vernachlässigt werden, und es ist

$$i_c = \frac{U_{b0}}{R_e} - \frac{U_T}{R_e} \ln \frac{U_{b0}}{a_{21} R_e} \quad (24)$$

oder (nach R_e aufgelöst)

$$R_e = \frac{U_{b0}}{i_c} - \beta \cdot r_{b'b} - \frac{U_T}{i_c} \cdot \ln \frac{i_c - A}{a_{21}} \quad (25)$$

Die Gl. (24) und (25) können zur Berechnung des Arbeitspunktes bei verschwindendem Kollektorwechselstrom dienen.

Mit Gl. (8) erweitert sich Gl. (23) zu

$$i_c = a_{21} \cdot e^{\frac{U_{be}}{U_T}} - a_{21}^2 \frac{r_{b'b} \cdot \beta_0}{U_T} \cdot e^{2 \frac{U_{be}}{U_T}} - a_{21}^3 \frac{\gamma \cdot r_{b'b}}{U_T} \cdot e^{3 \frac{U_{be}}{U_T}} \quad (26)$$

Nach Strutt [5] kann man aus Kennlinien, die sich mit einer Summe von Exponentialfunktionen annähern lassen, leicht alle Ströme bei Aussteuerung dieser Kennlinien durch Wechselspannungen ermitteln. Da sich (bei der wegen der Temperaturstabilisierung üblichen Dimensionierung) der Kollektorgleichstrom infolge der Wechselspannung nur wenig ändert, genügt es bei der Berechnung des Kollektorgleichstroms, nur das erste Glied in Gl. (26) zu berücksichtigen. Damit wird der Kollektorgleichstrom

$$\bar{i}_c = a_{21} \cdot e^{\frac{\bar{U}_{be}}{U_T}} \cdot J_0\left(\frac{\hat{u}}{U_T}\right) \quad (27)$$

Darin ist J_0 die modifizierte Besselfunktion [6] nullter Ordnung mit dem Argument \hat{u}/U_T . Mithin ist die Gleichspannung zwischen Basis und Emitter

$$\bar{U}_{be} = U_T \cdot \ln \frac{\bar{i}_c}{a_{21} \cdot J_0\left(\frac{\hat{u}}{U_T}\right)} = \bar{U}_{b0} - \bar{i}_c R_e$$

Daraus läßt sich \bar{i}_c für $\bar{i}_c \cdot R_e \gg \bar{U}_{be}$, das heißt $\bar{i}_c \approx \bar{U}_{b0}/R_e$, berechnen.

$$\bar{i} = \frac{\bar{U}_{b0}}{R_e} - \frac{U_T}{R_e} \ln \frac{\bar{U}_{b0}}{R_e \cdot a_{21} \cdot J_0\left(\frac{\hat{u}}{U_T}\right)} \quad (28)$$

Wird die Wechselspannungsamplitude \hat{u} zwischen Basis und Emitter sehr klein, dann geht Gl. (28) in Gl. (24) über.

Die Grundwellenamplitude des Kollektorwechselstroms \hat{i}_c erhält man aus

$$\hat{i}_c = a_{21} \cdot e^{\frac{U_{be}}{U_T}} 2 \cdot J_1\left(\frac{\hat{u}}{U_T}\right),$$

wobei J_1 die modifizierte Besselfunktion erster Ordnung ist. Nun ist die Großsignalteilheit $S^* = \hat{i}/\hat{u}$, und es gilt daher mit Gl. (27)

$$S^* = \frac{\bar{i}_c}{\hat{u}} \cdot 2 \cdot \frac{J_1\left(\frac{\hat{u}}{U_T}\right)}{J_0\left(\frac{\hat{u}}{U_T}\right)} \quad (29)$$

Nach Eliminieren von \bar{i}_c mit Hilfe von Gl. (28) entsteht eine Gleichung für die Großsignalteilheit, die nur noch bekannte Größen enthält.

$$S^* = \frac{2 \cdot U_T}{\hat{u} \cdot R_e} \cdot \frac{J_1\left(\frac{\hat{u}}{U_T}\right)}{J_0\left(\frac{\hat{u}}{U_T}\right)} \left[\frac{\bar{U}_{b0}}{U_T} - \ln \frac{\bar{U}_{b0}}{R_e \cdot a_{21} \cdot J_0\left(\frac{\hat{u}}{U_T}\right)} \right] \quad (30)$$

Wie besonders aus Gl. (30) ersichtlich, nimmt die Großsignalteilheit mit wachsender Basiswechselspannung ab, womit die Amplitudenstabilisierung erklärt ist.

In Gl. (30) unterliegt nur a_{21} einer merkbaren Exemplarstreuung.

Zur Berechnung der Kleinsignalmischteilheit geht man wieder von Gl. (23) aus und wendet das Verfahren von Strutt an. Ist \hat{u}_i die Oszillatorwechselspannungsamplitude, dann berechnet sich die Kleinsignalmischteilheit S_c aus

$$S_c = \frac{a_{21}}{U_T} \cdot J_1\left(\frac{\hat{u}_i}{U_T}\right) \cdot e^{\frac{\bar{U}_{be}}{U_T}} - \left(\frac{a_{21}}{U_T}\right)^2 \cdot 2 \cdot \beta \cdot r_{b'b} \cdot J_1\left(\frac{2 \hat{u}_i}{U_T}\right) \cdot e^{\frac{2 \bar{U}_{be}}{U_T}}$$

Berücksichtigt man noch Gl. (27), dann wird

$$S_c = \frac{\bar{i}_c}{U_T} \frac{J_1\left(\frac{\hat{u}_i}{U_T}\right)}{J_0\left(\frac{\hat{u}_i}{U_T}\right)} - 2 \left(\frac{\bar{i}_c}{U_T}\right)^2 \cdot \beta \cdot r_{b'b} \cdot \frac{J_1\left(\frac{2 \hat{u}_i}{U_T}\right)}{\left[J_0\left(\frac{\hat{u}_i}{U_T}\right)\right]^2}, \quad (31)$$

gültig für $\beta \cdot r_{b'b} \ll \bar{i}_c/U_T$. An diese durch die Näherungslösung der Gl. (22) bedingte Einschränkung sei hier nochmals ausdrücklich erinnert.

Im Bild 3 ist der nach Gl. (31) für einen konstanten Kollektorgleichstrom von 1 mA berechnete Verlauf der Mischteilheit als Funktion der Oszillatorspannung mit $\beta \cdot r_{b'b}$ als Parameter dargestellt. Der Verlauf der Mischteilheit ist prinzipiell derselbe wie bei Mischung mit Röhren. Nach einem Maximum, dessen Höhe um so größer ist, je kleiner $\beta \cdot r_{b'b}$ fällt, die Mischteilheit wieder ab. Der Abfall der Mischteilheit setzt bei um so kleineren Oszillatorspannungen ein, je größer $\beta \cdot r_{b'b}$ ist.

Durch einen für HF nicht überbrückten Emitterwiderstand r_{e0} entsteht eine Gegenkopplung. Wenn angenommen wird, daß die zwischen Basis und Emitteranschluß liegende Oszillatorspannung mit der Amplitude \hat{u}_i sinusförmig ist, wird die wirksame Mischteilheit

$$s_c = \frac{S_c}{1 + S_c \cdot r_{e0}} \quad (32)$$

Bei höheren Frequenzen ist außerdem noch der HF-Spannungsabfall an $r_{b'b}$ zu berücksichtigen.

Die Ankopplung des Mischtransistors an die Ferritantenne erfolgte bisher meist durch eine Anzapfung oder eine Koppelwicklung an der Ferritantennenspule. Die üblichen Ferritantennen haben innerhalb des Mittelwellenbereiches eine annähernd frequenzunabhängige Dämpfung d . Bei Abstimmung mit einem Drehkondensator ändert

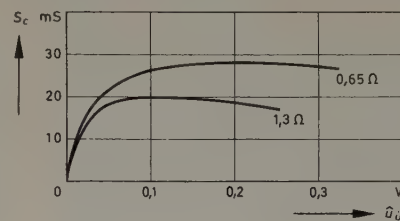
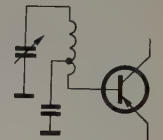


Bild 3. Berechnete Mischteilheit eines Transistors als Funktion der Überlagerungswechselspannung mit $\beta \cdot r_{b'b}$ als Parameter

Bild 4. Schaltung zur frequenzunabhängigen Anpassung eines Transistors an einen Schwingungskreis mit kapazitiver Abstimmung



sich daher der Resonanzwiderstand des Kreises und damit die Anpassung gemäß der Formel $R = \omega L/d$ über den Mittelwellenbereich etwa im Verhältnis 1:3,2. Bei einfacher transformatorischer Ankopplung der Ferritantenne ergibt sich deshalb eine beträchtliche, die Empfangsleistung des Gerätes herabsetzende Fehlanpassung. Um sie zu vermeiden, kann man eine kombiniert kapazitiv-induktive Ankopplung ähnlich der im Bild 4 gezeigten anwenden. Sie ermöglicht eine über den ganzen Mittelwellenbereich optimale Rauschanpassung.

An Hand eines Beispiels soll nun gezeigt werden, wie die Mischstufe für den Mittelwellenbereich zu dimensionieren ist, damit gegenüber üblichen und gewohnten batteriebetriebenen Mischröhren keine Nachteile auftreten. Derartige Mischröhren sind für 1% Kreuzmodulation mit etwa 100 mV_{eff} am Mischgitter belastbar. Bei 1 MHz Empfangsfrequenz an einer Induktivität von $L = 0,1$ mH und bei der Kreisdämpfung $d = 0,005$ hat die Ferritantenne den Resonanzwiderstand $R = 62,8$ kΩ, der an den Rauschspannungswiderstand des Mischtransistors von 1000 Ω anzupassen ist. Sollen Transistor- und Röhrenschaltung gleichwertig sein, dann muß der Mischtransistor für eine Eingangswechselspannung von $100 \text{ mV} \cdot 0,126 = 12,6$ mV bei 1% Kreuzmodulation dimensioniert sein. Da V_b bei der vorliegenden Dimensionierung etwa 0,5 ist, ergibt sich ohne besondere Maßnahmen eine zulässige Störspannung von 3,7 mV_{eff}. Die Mischteilheit S_c ist ohne Emitterwiderstand r_{e0} etwa 45 mS. Bei $r_{e0} = 33$ Ω entsteht eine Gegenkopplung, durch die die zulässige Störspannung auf 2,5–3,7 mV erhöht wird. Da bei gleicher Senderfeldstärke an der mit dem Transistor belasteten Ferritantenne die Empfangsspannung noch um etwa 30% kleiner ist als beim entsprechenden Röhrengerät, ergeben sich bei Röhren- und Transistormischstufe gleiche Verzerrungen bei gleicher Empfangsfeldstärke. Der Eingangswiderstand des ersten ZF-Filters ist nun so zu bemessen, daß für die größte mit Rücksicht auf den Modulationsklirrfaktor zulässige Eingangsspannung die Bedingung $2 \hat{u}_{ac} + \hat{u}_{ic} < \bar{U}_{ce}$ erfüllt ist. (Wird fortgesetzt)

Fortlaufende Differenzzählung zweier nichtsynchrone Impulsreihen

DK 621.374.32

Es wird ein echter Differenzzähler beschrieben, der je Dekade als Ring mit zehn stabilen Elementen ausgeführt ist und über zwei getrennte Kanäle in Vor- und Rückwärtsrichtung fortgeschaltet werden kann. Die Steuersignale für beide Kanäle werden dem eigentlichen Zähler über eine Abtasteinrichtung zugeführt und so verarbeitet, daß bei einseitiger willkürlicher Zuordnung am Ausgang Zählimpulse entstehen, deren gegenseitiger Abstand nicht kleiner werden kann, als es das Auflösungsvermögen des Zählers zuläßt. Erscheinen beispielsweise im Grenzfall Signale auf beiden Kanälen gleichzeitig, dann werden die zugehörigen Zählimpulse um den erforderlichen Mindestabstand gegeneinander verschoben, wodurch der Zähler jeweils einen Schritt vor- und zurückschaltet oder umgekehrt.

Es werden einige unmittelbare Anwendungen der fortlaufenden Differenzzählung angegeben, und es wird außerdem gezeigt, wie mit ihrer Hilfe auch Multiplikationen durchführbar sind.

1. Einleitung

Gewöhnliche elektronische Ringzähler [1] zeigen als Ergebnis die Anzahl der zugeführten Impulse an, das heißt, jeder Eingangsimpuls bewirkt gewissermaßen die Addition einer „Eins“. Die einfache Umschaltung der Kopplungen innerhalb eines solchen Zählers führt dazu, daß der Ring in umgekehrter Richtung durchlaufen wird und jeder Impuls die Anzeige um den Wert „Eins“ vermindert. Bei einer Kombination beider Steuerungsarten über zwei getrennte Eingänge werden die Impulse eines Kanals addiert und die des anderen subtrahiert, so daß jeweils die zahlenmäßige Differenz der auf beiden Kanälen zugeführten Impulse angezeigt wird. Voraussetzung für diese laufende Differenzbildung ist allerdings, daß nicht an beiden Eingängen gleichzeitig Impulse auftreten, sondern ein Mindestabstand eingehalten wird, innerhalb dessen der Zähler von Vorwärts- auf Rückwärtsbetrieb umschalten kann.

Im folgenden wird eine Anordnung beschrieben, die diese Art der Differenzbildung auch bei beliebiger zeitlicher Zuordnung der vor- und rückwärts zählenden Impulse ausführt. Da die beiden Impulsfolgen weder in sich periodisch noch gegenseitig synchronisiert sein müssen, ergeben sich zahlreiche Anwendungsmöglichkeiten, von denen einige angeführt seien.

Auf relativ einfache Weise lassen sich zum Beispiel Torsionsmessungen an umlaufenden Wellen vornehmen. Bringt man zwei gleiche Lochscheiben oder Magnettrommeln an beiden Enden der zu untersuchenden Welle an und bildet die Differenz der lichtelektrisch oder magnetisch abgetasteten Impulse, dann wird die dem Torsionswinkel ent-

sprechende Loch- oder Impulszahl direkt angezeigt, und zwar unabhängig von der Winkelgeschwindigkeit der Welle.

Ähnlich einfach läßt sich der Schlupf asynchroner Motoren aus dem Vergleich der Netzfrequenz mit der um den Polpaarfaktor vergrößerten Drehzahl bestimmen. Die Achse des Motors muß zu diesem Zweck so abgetastet werden, daß je Umdrehung eine der Polpaarzahl entsprechende Anzahl von Impulsen erzeugt wird. Da die Messung über eine definierte Anzahl von Netzperioden erfolgen muß, kann die Start-Stop-Einrichtung des Zählers von der entsprechend unteretzten Netzfrequenz gesteuert werden. Bei einer Unteretzung 1:1000 würde sich damit eine direkte Anzeige des über 20 s gemittelten Schlupfes in Promille ergeben. Die gleiche Genauigkeit bei kürzerer Meßzeit kann man erhalten, wenn man sowohl die Netzfrequenz als auch die Anzahl der je Umdrehung abgetasteten Impulse um den gleichen Faktor vervielfacht.

In ähnlicher Art lassen sich auch Differenzen geradliniger Bewegungen ermitteln, wie beispielsweise die Verwindung breiter Transportbänder durch Abtastung beider Kanten oder die Messung zu- und abfließender Mengen zur fortlaufenden Überwachung des zwischen Zu- und Abfluß vorhandenen Inhalts.

Allgemein sind laufende Differenzbildungen aller physikalischen Größen möglich, soweit sie mit vertretbarem Aufwand in eine ihnen proportionale Anzahl von Impulsen umwandelbar sind.

2. Prinzip der Anordnung

2.1 Impulsschema

Das begrenzte Auflösungsvermögen eines vor- und rückwärts steuerbaren Zählers bedingt einen Mindestabstand zwischen den Steuerimpulsen beider Zählrichtungen. Wenn Impulse mit geringerem zeitlichen Abstand eintreffen, ist vor der Weiterleitung an den Zähler eine gegenseitige Verschiebung notwendig. Das Impulsschema hierfür zeigt Bild 1. *A* sei ein Eingangsimpuls beliebiger Kurvenform. Aus seinem positiven Nulldurchgang wird ein Triggerimpuls *B* abgeleitet, der seinerseits einen Rechteckimpuls *C* definierter Breite erzeugt. Dieser Rechteckimpuls wird mit einer frei laufenden periodischen Impulsfolge *D* abgetastet, deren Impulsabstand so gewählt ist, daß maximal zwei Impulse *E* auf einen Rechteckimpuls *C* kommen. Mit besonderen Maßnahmen erreicht man, daß nur der erste von *D* mit *C* koinzidente Impuls dem Kanal *I* des Zählers als geeigneter Zählimpuls *F* zugeführt wird. Der Rechteckimpuls *C'* entspricht *C*, ist jedoch von

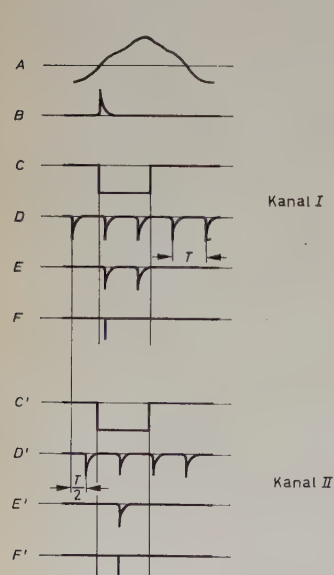


Bild 1. Impulsschema für den Grenzfall des gleichzeitigen Ansprechens beider Kanäle

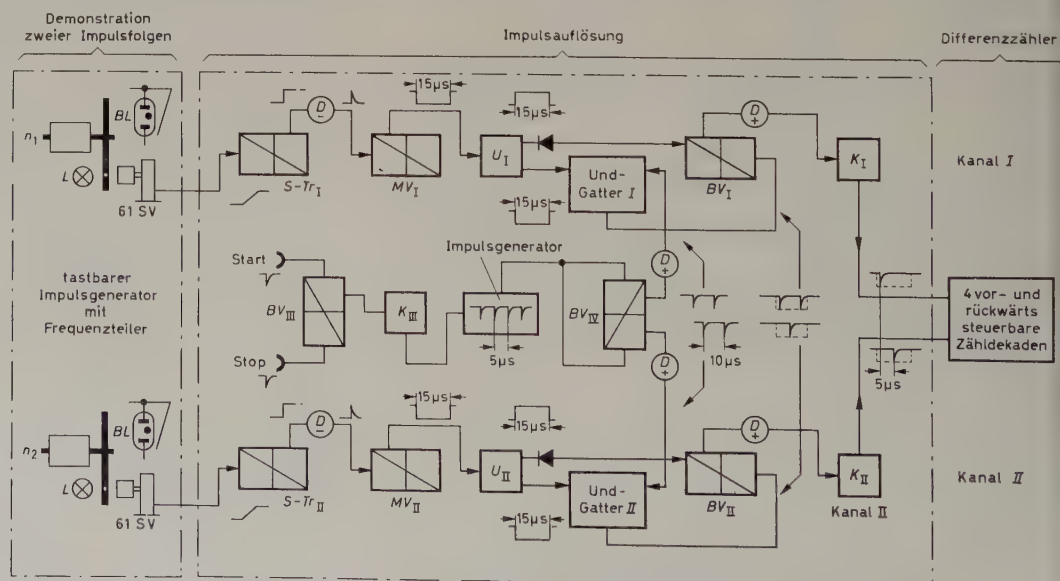


Bild 2. Blockschaltung eines Geräts zur Impulsauflösung

einem dem Kanal II zugeführten Eingangssignal ausgelöst worden, dessen Nulldurchgang im Grenzfall mit dem von A zusammenfallen kann. Die Impulsfolge D' läuft synchron mit D , ist aber um einen halben Impulsabstand zeitlich verschoben. Von der Serie D' fällt daher im vorliegenden Fall nur der Impuls E' mit C' zusammen und liefert für den Kanal II einen Zählimpuls F' .

Einer willkürlichen Zuordnung der Eingangssignale entspricht also eine ebensolche von C und C' . Da mindestens ein Impuls von D mit C beziehungsweise von D' mit C' zusammenfällt, ist gewährleistet, daß jedes Eingangssignal einen Zählimpuls F oder F' hervorruft. Da andererseits D und D' um $T/2$ gegeneinander verschoben sind, müssen auch die Zählimpulse F und F' bei beliebiger Lage von C zu C'

bistabilen Multivibratoren BV befindet sich jeweils nur einer in Arbeitsstellung, die durch niedriges Potential am Ausgang gekennzeichnet ist. Im Schaltbild steht die Dekade in Nullstellung, das heißt $BV 0$ in der Arbeitslage. Alle Und-Tore U , mit Ausnahme der von $BV 0$ kontrollierten, sind gesperrt. Ein auf Kanal I gegebener Zählimpuls kann somit nur nach $BV 1$ gelangen, ein solcher auf Kanal II dagegen nur nach $BV 9$. Impulse auf Kanal I bringen also jeweils eine ziffernmäßig höher, solche auf Kanal II eine tiefer liegende Stufe zum Ansprechen, die ihrerseits die vorhergehende beziehungsweise nachfolgende über einen gemeinsamen Koppelwiderstand R in die Ausgangslage zurückführt. Den Eingängen jeder Dekade sind monostabile Stufen MV zur Impulsformung und Impedanzwandlung vorgeschaltet.

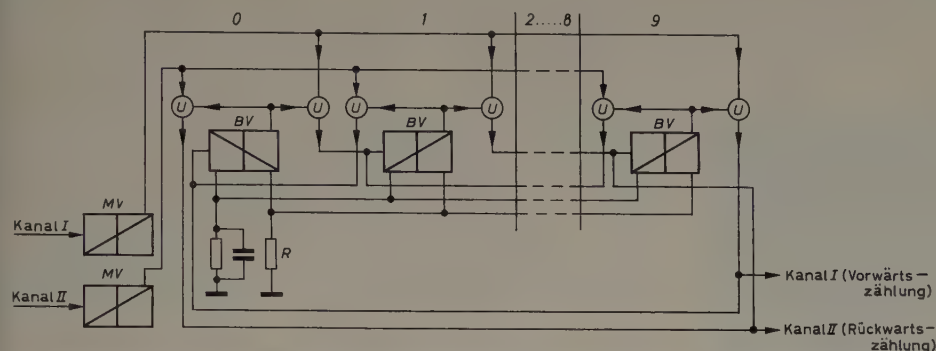
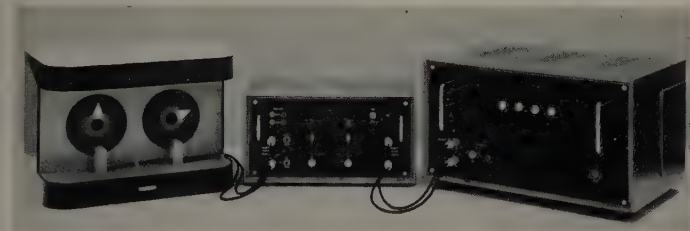


Bild 3 (links). Blockschaltung einer Dekade eines vorwärts und rückwärts steuerbaren Ringzählers

Bild 4 (links unten). Links: Demonstrationsgerät zur Erzeugung zweier Impulsfolgen. Mitte: Gerät zur Impulsauflösung. Rechts: Differenzzähler

Bild 5 (unten). Innenansicht des Geräts zur Impulsauflösung nach der Schaltung gemäß Bild 6



mindestens diesen Abstand aufweisen. Sofern der vor- und rückwärts steuerbare Zähler ein Auflösungsvermögen von $\leq T/2$ hat, sind damit alle Bedingungen für eine einwandfreie Differenzzählung willkürlich erscheinender Eingangssignale erfüllt.

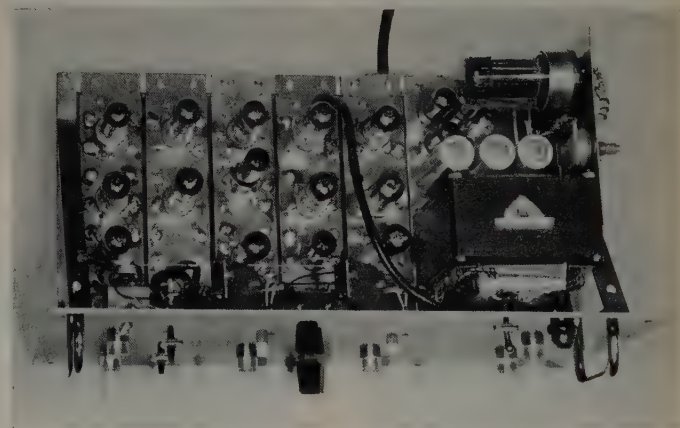
2.2 Impulsauflösung

Die Anordnung zur Erzeugung des beschriebenen Impulsschemas zeigt Bild 2 als Blockschaltung. Sie enthält zwei gleicherweise aufgebaute Kanäle I und II sowie den tastbaren Impulsgenerator mit Frequenzteiler. Aus den Eingangssignalen eines jeden Kanals wird bei positivem Nulldurchgang mit Hilfe eines Schmitt-Triggers $S-Tr$ ein positiver Triggerimpuls abgeleitet. Dieser bringt eine monostabile Stufe MV zum Ansprechen, die einen negativen, annähernd rechteckigen Impuls von $15 \mu s$ Breite erzeugt. Die hiermit angesteuerte Umkehrstufe U liefert an ihren beiden Ausgängen sowohl den invertierten als auch den ursprünglichen Impuls mit niedriger Impedanz. Letzterer öffnet ein Und-Gatter, über das jetzt maximal zwei Abtastimpulse an den Eingang einer bistabilen Stufe BV gelangen können. Der zuerst eintreffende Impuls läßt diese Stufe umkippen und über die Katodenstufe K einen Zählimpuls an den Differenzzähler weitergeben. Der eventuell eintreffende zweite Abtastimpuls kann am Zustand von BV nichts mehr ändern. Der Ausgangszustand wird am Ende des durch U invertierten Rechteckimpulses (und zwar mit dessen negativen Spannungssprung) wiederhergestellt.

Der Impulsgenerator läuft mit einer Impulsfrequenz von 200 kHz und kann über den Katodenfolger K_{III} und die bistabile Stufe BV_{III} durch Start-Stop-Impulse getastet werden. Die beiden Abtast-Impulsfolgen werden einfach durch beidseitige Ansteuerung des bistabilen Multivibrators BV_{IV} erzeugt, der ausgangseitig zwei Impulsreihen von 100 kHz mit einer gegenseitigen Verschiebung von $T/2 = 5 \mu s$ abgibt.

2.3 Differenzzähler

Die eigentliche Impulszählung geschieht mit einem aus bistabilen Elementen aufgebauten dekadischen Ringzähler. Die Blockschaltung einer Dekade zeigt Bild 3. Von den zehn je Dekade vorhandenen



Der Übertragimpuls für Kanal I wird beim Übergang von 9 auf 0 und der für Kanal II beim Übergang von 0 auf 9 abgegeben. Er ist in der Lage, eine Dekade gleicher Bauart anzusteuern.

Erwähnt sei hier, daß im Gegensatz zu gewöhnlichen Geradeauszählern an jede folgende Dekade hinsichtlich Zählgeschwindigkeit die gleichen Anforderungen zu stellen sind. Diese Bedingung leuchtet unmittelbar ein, wenn man bedenkt, daß unter Umständen alle Dekaden gleichzeitig von 0 auf 9 und zurück schalten müssen.

3. Schaltungsmäßige Ausführung

3.1 Impulsauflösung

Von dem zur Impulsauflösung verwendeten Gerät zeigt Bild 4 die Außen-, Bild 5 die Innenansicht und Bild 6 den schaltungsmäßigen Aufbau.

Als frei laufender Impulsgenerator dient ein Sperrschwinger ($Rö 31 B$), dessen Folgefrequenz mit $R 84$ auf 200 kHz eingestellt wird. Eine Start-Stop-Steuerung des Generators wird durch gitterseitiges Auf- und Zutasten über den Katodenfolger $Rö 31 A$ und eine bistabile Stufe $Rö 30$ ermöglicht. Sie ist entweder von Hand mit den Tasten $T 1$ und $T 2$ zu betätigen oder kann durch negative Impulse am Start- oder Stop-Eingang erfolgen. Wird der Schalter $S 2$ geschlossen, dann können beide Steuerimpulse auch gemeinsam über einen Eingang zugeführt werden. Mit den Sperrschwingerimpulsen wird die bistabile Stufe $Rö 32$ angesteuert, die an ihren beiden Ausgängen nach Differenzierung über $C 9$, $R 34$ und positiver Begrenzung durch $D 4$ die beiden gegeneinander verschobenen negativen Impulsfolgen liefert. Bild 7 zeigt die am Meßpunkt ① abgegebenen Impulse des Sperrschwingers, Bild 8 die an den Punkten ② und ③ oszillographierten

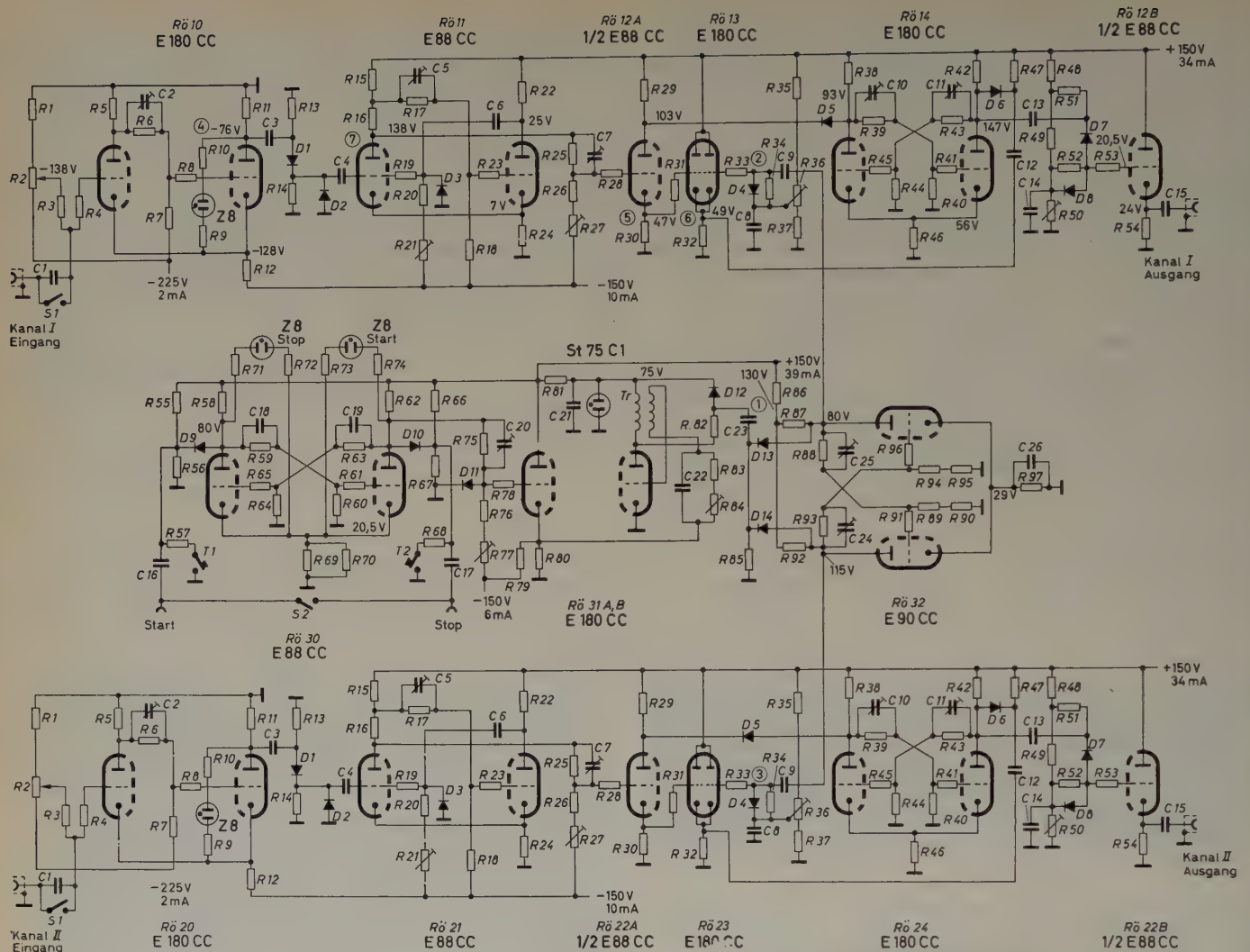


Bild 6. Schaltung eines Geräts zur Impulsauflösung

Stückliste zu Bild 6

R 1	100 kΩ	R 46	12 kΩ	2%	R 90	12 kΩ	1%
R 2	100 kΩ	R 47	56 kΩ		R 91	500 Ω	1%
R 3	390 kΩ	R 48	150 kΩ	5%	R 92	4,7 kΩ	2%
R 4	39 kΩ	R 49	8,2 kΩ		R 93	39 kΩ	1%
R 5	12 kΩ	R 50	25 kΩ		R 94	1,2 kΩ	
R 6	120 kΩ	R 51			R 95	1,2 kΩ	1%
R 7	100 kΩ	R 52	12 kΩ		R 96	500 Ω	
R 8	1 kΩ	R 53	500 Ω		R 97	3,3 kΩ	2%
R 9, R 10	120 kΩ	R 54	3,3 kΩ		C 1	0,1 μF	2%
R 11	1,2 kΩ	R 55	100 kΩ		C 2	30 pF	
R 12	3,3 kΩ	R 56	1,2 MΩ		C 3	25 pF	
R 13	22 kΩ	R 57	18 kΩ		C 4	50 pF	
R 14	56 kΩ	R 58	5,6 kΩ	2%	C 5	30 pF	
R 15	3,3 kΩ	R 59	56 kΩ	1%	C 6	500 pF	5%
R 16	8,2 kΩ	R 60	10 kΩ	1%	C 7	30 pF	
R 17	150 kΩ	R 61	500 Ω	1%	C 8	1 μF	
R 18	220 kΩ	R 62	5,6 kΩ	2%	C 9	50 pF	
R 19	33 kΩ	R 63	56 kΩ	1%	C 10, C 11	30 pF	
R 20	100 kΩ	R 64	10 kΩ	1%	C 12	100 pF	
R 21	100 kΩ	R 65	500 Ω		C 13	50 pF	
R 22	18 kΩ	R 66	100 kΩ		C 14	0,1 μF	
R 23	1 kΩ	R 67	1,2 MΩ		C 15	25 nF	
R 24	1 kΩ	R 68	18 kΩ		C 16, C 17	50 pF	
R 25	100 kΩ	R 69	2,2 kΩ	2%	C 18, C 19	30 pF	
R 26	220 kΩ	R 70	22 kΩ		C 20	30 pF	
R 27	100 kΩ	R 71			C 21	10 nF	
R 28	1 kΩ	R 72			C 22	30 pF	5%
R 29	10 kΩ	R 73			C 23	40 pF	
R 30	10 kΩ	R 74	120 kΩ		C 24, C 25	30 pF	5%
R 31	1 kΩ	R 75	150 kΩ		C 26	1 nF	
R 32	12 kΩ	R 76	82 kΩ		D 1...D 8	OA 81	
R 33	1 kΩ	R 77	100 kΩ		D 9...D 14	OA 81	
R 34	12 kΩ	R 78	500 Ω		T 1, T 2	eimpol.	
R 35	82 kΩ	R 79	33 kΩ		Tr	Sperrschwinger- Transformator	
R 36	50 kΩ	R 80	3,3 kΩ		Valvo-Ringkern	K 300502,	
R 37	56 kΩ	R 81	15 kΩ		je Wicklung	20 Wdg.	
R 38	12 kΩ	R 82	820 Ω		8 × 0,1 LSL		
R 39		R 83	27 kΩ				
R 40	330 kΩ	R 84	50 kΩ				
R 41	1 kΩ	R 85	100 kΩ				
R 42	12 kΩ	R 86	1,5 kΩ				
R 43		R 87	4,7 kΩ	2%			
R 44	330 kΩ	R 88	39 kΩ				
R 45	1 kΩ	R 89	1,2 kΩ				

Abtastimpulse für beide Kanäle. Die Funktion der Start-Stop-Einrichtung ist aus Bild 9 ersichtlich. Hier wurde bei geschlossenem Schalter *S 2* dem Start- oder Stop-Eingang eine periodische Impulsfolge zugeführt (obere Hälfte des Oszillogramms) und die entsprechend getastete 100-Kilohertz-Impulsfrequenz am Punkt ② aufgezeichnet (untere Hälfte des Oszillogramms).

Die Schmitt-Trigger *Rö 10*, *Rö 20* am Eingang eines jeden Kanals sind so ausgelegt, daß sie wechsellastmäßig von beliebigen Generatoren oder bei Überbrückung von *C 1* mit *S 1* direkt durch einen Photoleiter 61 SV getriggert werden können. Wird zum Beispiel Kanal I am Eingang mit einer Sinusspannung von 20 kHz angesteuert (Bild 10 oben), dann erzeugt die Triggerstufe *Rö 10* an ihrem Ausgang ④ eine mäanderförmige Spannung gleicher Frequenz (Bild 10 unten), die mit ihrer positiven Flanke nach Differentiation über *C 3*, *R 13*, *R 14* und negativer Begrenzung durch *D 1*, *D 2* die monostabile Stufe *Rö 11* anstößt. Den an der Katode ⑤ von *Rö 12 A* hierdurch ausgelösten negativen Impuls konstanter Breite zeigt Bild 11 unten, während darüber zum Vergleich nochmals der Spannungsverlauf an ④ aus Bild 10 dargestellt ist. Jedes Eingangssignal öffnet also das Und-Gatter *Rö 13* für die Dauer von 15 μs. Während dieser Zeit können von der Abtastfrequenz mindestens einer, höchstens aber zwei Impulse an der Katode ⑥ von *Rö 13* erscheinen (Bilder 12 und 13). Ein das Und-Gatter passierender Impuls bringt die bistabile Stufe *Rö 14* in Arbeitsstellung (rechtes System leitend). Der hierbei entstehende negative Spannungssprung wird über *C 13*, *R 48*, *R 49*, *R 51*, *R 52* differenziert und mit *D 8* und der vorgespannten Diode *D 7* so begrenzt, daß nicht nur beim Zurückkippen auftretende positive Anteile, sondern ebenso geringe negative Störsignale unterdrückt werden. Bild 14 zeigt den derart geformten Ausgangsimpuls, wie er vom Katodenfolger *Rö 12 B* an den Differenzähler weitergegeben wird. Sollte ein weiterer Abtastimpuls folgen, kann er wegen der inzwischen

gesperrten Diode $D 6$ nicht zum Ausgang gelangen (Bild 15). Die Ruhestellung der bistabilen Stufe (linkes System leitend) ist durch die gleichspannungsmäßige Kopplung von $Rö 14$ und $Rö 12 A$ über die Diode $D 5$ eindeutig bestimmt.

Werden im Grenzfall beide Kanäle gleichzeitig getriggert, dann entsteht an den Und-Gattern $Rö 13$, $Rö 23$ eine Impulszuordnung nach Bild 16 und an den Ausgängen eine solche nach Bild 17.

Besonders erwähnt sei der etwas von der üblichen Schaltungsweise abweichende Aufbau der monostabilen Stufen $Rö 11$, $Rö 21$. Um möglichst kleine Eingangssignalabstände zulassen zu können, müssen diese Stufen kurz nach dem Zurückkippen wieder ansteuerbar sein. Maßgebend hierfür ist die Dauer des Einschwingens in den statischen Ausgangszustand, das heißt im wesentlichen die zur Umladung von $C 6$ erforderliche Zeit. Letztere wird verhältnismäßig kurzgehalten, da wegen der Diode $D 3$ die Wiederherstellung des ursprünglichen Ladezustandes über den relativ niedrigen Widerstand aus r_i , $R 24$ und $R 22$ erfolgt.

Aus dem an Punkt ⑦ aufgenommenen Oszillogramm im Bild 18 geht hervor, daß die Stufe bei einem metastabilen Zustand von $15 \mu s$ Dauer nach $18 \mu s$ wieder ansteuerbar ist.

3.2 Differenzzähler

Bild 4 zeigt den aus vier gleichen Dekaden aufgebauten Zähler in der Ansicht. Eine Zähldekade ist im Bild 19, ihre schaltungsmäßige Ausführung im Bild 20 zu sehen. Man erkennt die bereits unter 2.2 genannten bistabilen Stufen 0...9 mit je zwei Diodengattern für beide Wirkungsrichtungen. Letztere haben bei möglichst geringem Aufwand folgende Forderungen zu erfüllen:

- 1) Sowohl Zählimpulseingang ($C 1$) wie Ausgang der Gatter ($C 3$) sollen möglichst geringe Rückwirkungen auf den Gleichspannungseingang (Katode $D 2$) haben.
- 2) Die durch das Öffnen und Schließen am Ausgang des Gatters hervorgerufenen Störsignale sollen möglichst klein gehalten werden. Dasselbe gilt auch für die bei geschlossenem Gatter noch am Ausgang erscheinenden Anteile der Zählimpulse.
- 3) Der Gleichspannungseingang soll nur bei niedrigem Potential, das heißt bei leitendem rechtem System von $Rö 1$, eine Belastung darstellen.

Diese Forderungen sind mit je zwei Dioden nach der im Bild 20 angegebenen Schaltung zu erfüllen.

Bei geschlossenem Gatter tritt infolge der gesperrten Diode $D 2$ weder eine nennenswerte Rückwirkung noch eine Belastung auf. Die Zählimpulse können, da sie nicht größer als $20 V$ sind, nur über den Sperrwiderstand von $D 1$ an den Ausgang gelangen. Das gilt auch für den bei der Sperrung auftretenden positiven Spannungssprung, nur daß hier beim Überschreiten des Katodenpotentials von $D 1$ ($115 V$) zusätzlich noch der Sperrwiderstand von $D 2$ wirksam wird.

Bei geöffnetem Gatter kann eine Rückwirkung negativer Impulse am Zustand der bistabilen Stufe nichts ändern, und am Ausgang auftretende positive Störimpulse müßten größer als $4 V$ sein, um an den Gleichspannungseingang zu gelangen. Der beim Öffnen erscheinende negative Spannungssprung bleibt mit seinem tiefsten Potential dem Betrage nach stets über $95 V$, so daß auch hierdurch verursachte Störsignale nur über den Sperrwiderstand der Diode $D 1$ am Ausgang des Gatters erscheinen können.

Die beiden erforderlichen Vorspannungen von 95 und $115 V$ können je Dekade von einem Spannungsteiler mit etwa $5...10 mA$ Querstrom erzeugt werden. Zweckmäßiger scheint es jedoch, für alle Dekaden gemeinsam einen Katodenfolger, das heißt zusätzlich eine Doppeltriode, vorzusehen, da man hiermit bei geringerem Anodenstromverbrauch einen niedrigeren Innenwiderstand erreicht. Die Übertragimpulse zur nächsten Dekade werden rückwirkungsfrei ausgekoppelt, und zwar für Kanal I über $D 4$, $R 8$ am Gatter $0 \rightarrow 9$, für Kanal II über $D 3$, $R 7$ am Gatter $9 \rightarrow 0$. Die linken Anoden aller Stufen steuern bei hohem Potential (Arbeitsstellung) je eine Triode $1/2 Rö 3$ auf, die ihrerseits die zugehörige Glimmstrecke der Ziffernanzeigeröhre $Rö 4$ zündet. Die Rückstellung des Zählers wird durch Ansteuerung des rechten Systems der Nullstufe entweder von Hand mit der Taste T oder durch positive Impulse über $C 4$ vorgenommen.

Die Oszillogramme der Bilder 21 bis 23 sind bei der Ansteuerung des Zählers mit Impulsen nach Bild 17 aufgenommen. Bild 21 zeigt die von den Eingangsimpulsformern an die Steuerleitungen ⑧, ⑨ (Bild 20)

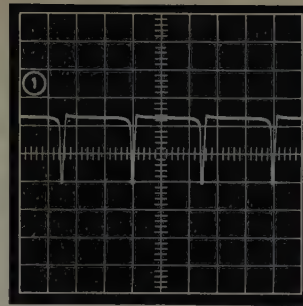


Bild 7. Ausgangsimpulse des Sperrschwingers für $200 kHz$ Folgefrequenz am Meßpunkt ① im Bild 6. Maßstäbe: $10 V$ bzw. $2 \mu s$ je Einheit

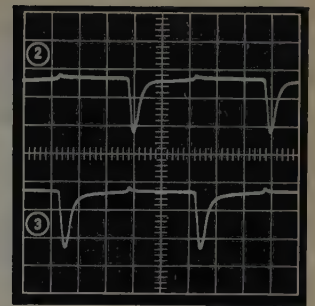


Bild 8. Abtastimpulse für Kanal I (oben) und Kanal II (unten), Folgefrequenz $100 kHz$. Maßstäbe: $10 V$ je Einheit bzw. $2 \mu s$ je Einheit

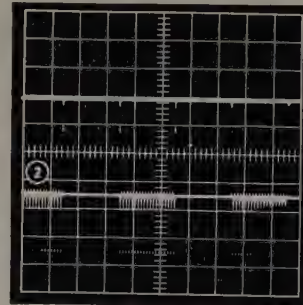


Bild 9. Oben: Steuerimpulse am Start-Stop-Eingang ($S 2$ geschlossen), Folgefrequenz $5,4 kHz$; unten: Abtastimpulse für Kanal I. Maßstäbe: oben $20 V$ bzw. etwa $92 \mu s$ je Einheit, unten $10 V$ bzw. etwa $92 \mu s$ je Einheit

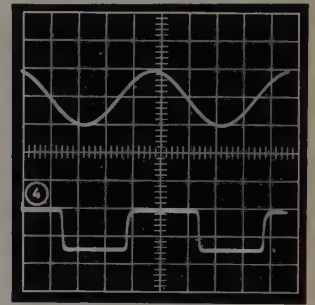


Bild 10. Oben: sinusförmige Eingangsspannung im Kanal I; unten: Ausgangsspannung des Schmitt-Triggers im Kanal I. Maßstäbe: oben $5 V$ bzw. $10 \mu s$ je Einheit, unten $50 V$ bzw. $10 \mu s$ je Einheit

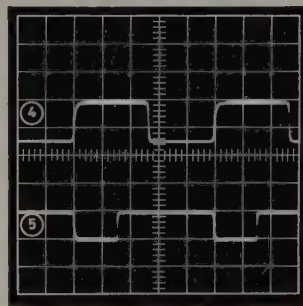


Bild 11. Oben: Ausgangsspannung wie im Bild 10 oben; unten: negativer Rechteckimpuls mit konstanter Breite, abgeleitet aus der positiven Flanke des Schmitt-Trigger-Ausgangssignals (Kanal I). Maßstäbe: $50 V$ je Einheit (bzw. $10 \mu s$ je Einheit)

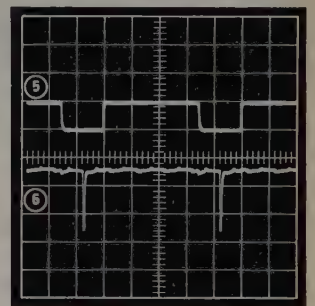


Bild 12. Oben: negativer Rechteckimpuls wie im Bild 11 unten; unten: ein vom Und-Gatter durchgelassener Impuls der Abtastfolge im Kanal I. Maßstäbe: oben $50 V$ bzw. $10 \mu s$ je Einheit, unten $10 V$ bzw. $10 \mu s$ je Einheit

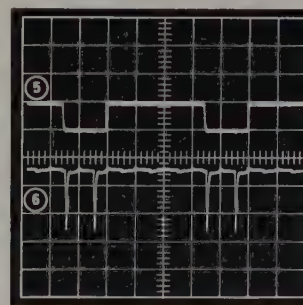


Bild 13. Oben: negativer Rechteckimpuls wie im Bild 11 unten; unten: zwei vom Und-Gatter durchgelassene Impulse der Abtastfolge im Kanal I. Maßstäbe: oben $50 V$ bzw. $10 \mu s$ je Einheit, unten $10 V$ bzw. $10 \mu s$ je Einheit

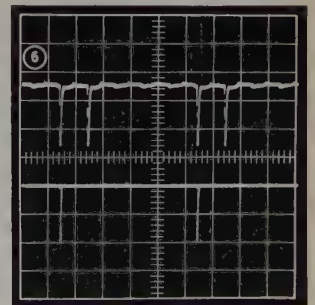


Bild 14. Oben: vom Und-Gatter durchgelassener Impuls der Abtastfolge im Kanal I; unten: umgeformte Ausgangsimpulse. Maßstäbe: oben $10 V$ bzw. $10 \mu s$ je Einheit, unten $5 V$ bzw. $10 \mu s$ je Einheit

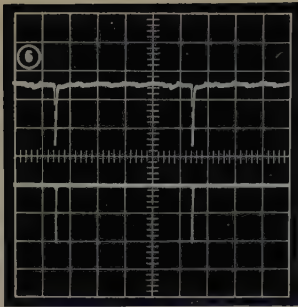


Bild 15. Oben: zwei vom Und-Gatter durchgelassene Impulse der Abtastfolge im Kanal I; unten: zugeordnete Ausgangsimpulse. Maßstäbe: oben 10 V bzw. 10 μ s je Einheit, unten 5 V je Einheit bzw. 10 μ s je Einheit

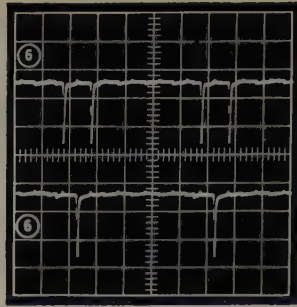


Bild 16. Oben: zwei vom Und-Gatter durchgelassene Impulse der Abtastfolge im Kanal II; unten: vom Und-Gatter des Kanals II durchgelassener Abtastimpuls bei gleichzeitiger Triggerung beider Kanäle. Maßstäbe: 10 V je Einheit bzw. 10 μ s je Einheit

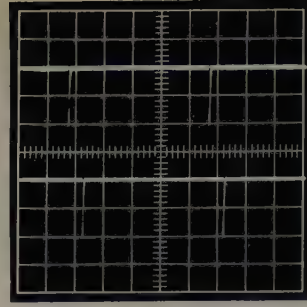


Bild 17. Die den Torimpulsen von Bild 16 zugeordneten Ausgangsimpulse beider Kanäle. Maßstäbe: 5 V je Einheit bzw. 10 μ s je Einheit

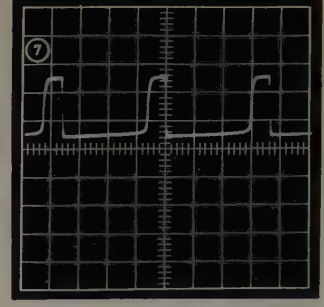


Bild 18. Ausgangsimpulse der mono-stabilen Stufe bei maximaler Folgefrequenz. Maßstäbe: 50 V je Einheit bzw. 5 μ s je Einheit

abgegebenen Impulse, Bild 22 die Impulse am Ausgang ⑩, ⑪ der ersten Dekade, wenn der Zähler von 9 nach 0 und zurück geschaltet

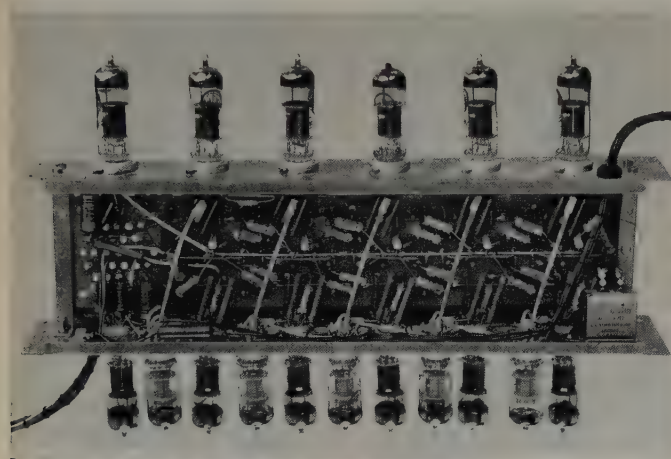


Bild 19. Eine Dekade des Differenzzählers

wird, und Bild 23 die entsprechenden Impulse an den rechten Anoden ⑫, ⑬ der Stufen 0 und 9. Der zulässige minimale Abstand zwischen Impulsen beider Zählrichtungen ist etwa 3 μ s. Mit der für den Impuls-generator gewählten Folgefrequenz von 200 kHz ist also eine hinreichende Betriebssicherheit vorhanden.

Bild 24 zeigt zum Vergleich die Impulse an den Meßpunkten ⑩ und ⑫ bei reiner Vorwärtszählung. Der Zähler wurde hierbei nur im Kanal I mit einer Folgefrequenz von ~ 200 kHz angesteuert.

Stückliste zu Bild 20

R 1	330 kΩ	1%	R 15	2,2 kΩ	C 3	50 pF	
R 2	330 kΩ	1%	R 16	33 kΩ	C 4	5 nF	
R 3	1 kΩ		R 17	330 kΩ	C 5	100 pF	5%
R 4	12 kΩ	2%	R 18	15 kΩ	C 6	50 nF	
R 5	47 kΩ		R 19	820 kΩ	C 7	100 pF	
R 6	100 kΩ		R 20	47 kΩ	C 8	50 nF	
R 7	100 kΩ		R 21	10 kΩ	D 1	OA 81	
R 8	100 kΩ		R 22	1,8 kΩ	D 2	OA 81	
R 9	1,5 kΩ	2%	R 23	5,6 kΩ	D 3, D 4, D 5,	OA 81	
R 10	68 kΩ		R 24	1 kΩ	T	einpol.	
R 11	12 kΩ	2%	R 25	390 Ω		Mikroschwich-	
R 12	180 kΩ		R 26	1,2 kΩ		Drucktaste	
R 13	330 kΩ		C 1	50 pF			
R 14	120 kΩ		C 2	30 pF			

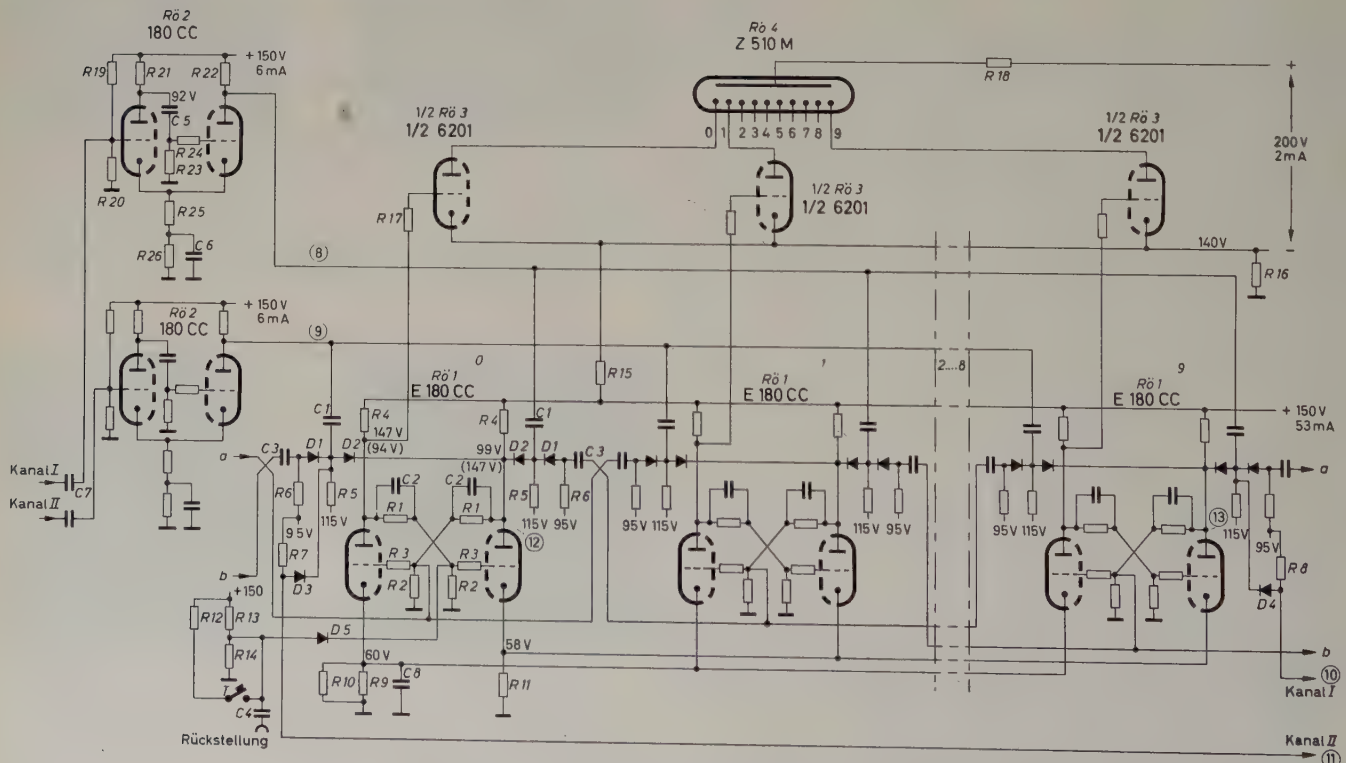


Bild 20. Schaltung einer Dekade eines vor- und rückwärts steuerbaren Ringzählers

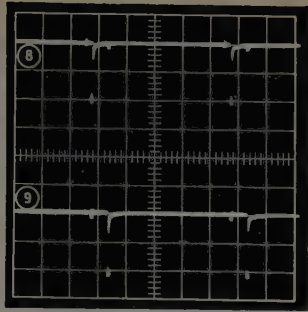


Bild 21. Ausgangsimpulse an den Impulsformern der ersten Zähldekade bei Ansteuern des Zählers mit Impulsen nach Bild 17 am Meßpunkt ⑧ (oben) und am Meßpunkt ⑨ (unten). Maßstäbe: 10 V bzw. 10 μ s je Einheit

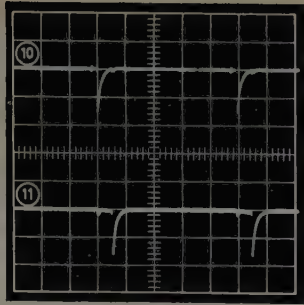


Bild 22. Ausgangsimpulse der ersten Zähldekade bei der Fortschaltung von 9 nach 0 und zurück; Ansteuerung des Zählers wie im Bild 21. Maßstäbe: 5 V je Einheit bzw. 10 μ s je Einheit

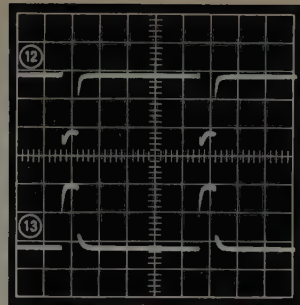


Bild 23. Impulse an den rechten Anoden der Stufen 0 und 9, die den Ausgangsimpulsen nach Bild 22 zugeordnet sind. Maßstäbe: 20 V je Einheit bzw. 10 μ s je Einheit

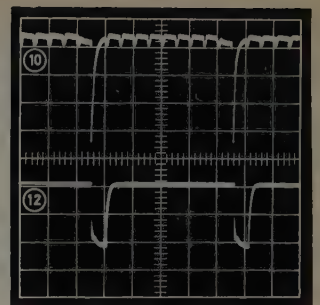


Bild 24. Oben: Ausgangsimpulse im Kanal I der ersten Zähldekade bei Ansteuern des Zählers auf Kanal I mit etwa 200 kHz Folgefrequenz; unten: zugeordnete Impulse an der rechten Anode der Stufe 0. Maßstäbe: oben 2 V bzw. 2 μ s je Einheit, unten 20 V je Einheit bzw. 10 μ s je Einheit

3.3 Demonstrationsmodell zur Erzeugung zweier nicht-synchroner Impulsreihen

Die in der Blockschaltung im Bild 2 angegebene und in der Gesamtansicht Bild 4 links sichtbare Steuereinrichtung dient der optisch kontrollierbaren Vorführung der gesamten Anordnung. Zwei mit den Drehzahlen n_1 und n_2 umlaufende Scheiben werden durch je einen Bleisulfid-Photoleiter 61 SV abgetastet. Jede Scheibe trägt eine Marke, die von den mit der Drehzahl n_2 synchronisierten Stroboskoplampen *BL* beleuchtet wird. Die mit n_2 umlaufende Marke steht also scheinbar still, wogegen die mit der regelbaren Drehzahl n_1 umlaufende sich mit der Relativgeschwindigkeit $n_1 - n_2$ bewegt. Bei $n_1 > n_2$ ($n_1 < n_2$) beobachtet man eine Drehrichtung im Uhrzeigersinn (Gegenzeigersinn), und der Differenzähler muß je scheinbare Umdrehung eine Ziffer aufwärts (abwärts) zählen. Ist $n_1 = n_2$ und befinden sich die Marken in gegenüberliegender Stellung, dann bleibt die Anzeige des Zählers stehen, wobei jedoch in der Einerdekade zwei benachbarte Ziffern gleichzeitig, aber mit halber Intensität sichtbar werden, da der Zähler laufend einen Schritt vor und zurück zählt und im vorliegenden Fall beide Schritte im gleichen Abstand erfolgen. Sind dagegen bei $n_1 = n_2$ beide Marken in gleicher Lage, so ist nur eine Ziffer sichtbar, da die benachbarte nur für die Dauer von jeweils 5 μ s eingeschaltet wird und daher nicht mehr sichtbar reagieren kann.

4. Multiplikation

Als weitere interessante Anwendung der fortlaufenden Differenz-zählung sei abschließend noch ein Verfahren beschrieben, das mit Hilfe bekannter Vorwahlzähler die Bildung des Produktes zweier Faktoren gestattet, von denen der eine auch während der Rechenzeit fortlaufend vergrößert werden kann [2].

Im Bild 25 ist die Impulsabtastung mit *IA* und der Differenzähler mit *DZ* bezeichnet. *VZ* ist ein Vorwahlzähler, das heißt ein normaler Geradeauszähler, der nach einer einstellbaren Zahl von Eingangsimpulsen einen Ausgangsimpuls abgibt und sich mit diesem gleichzeitig auf Null zurückstellt. Außer *VZ* wird ein tastbarer Impuls-generator *IG* benötigt, der praktisch so aufgebaut sein kann wie die Stufen *Rö 30*, *Rö 31* im Bild 4.

Vor Beginn der Multiplikation wird *DZ* statt nach Null auf 9999 zurückgestellt. *IG* steht in Stopstellung, *VZ* auf Null. Der Faktor n ist die Vorwahleinstellung von *VZ*, m wird als Impulsfolge auf Kanal I eingegeben. Mit dem ersten m -Impuls springt *DZ* von 9999 auf 0000, wobei am Ausgang der letzten Dekade auf Kanal I ein Impuls abgegeben wird, der *IG* starten läßt. Während die weiteren m -Impulse von *DZ* in Aufwärtsrichtung gezählt werden, gibt *VZ* nach n Impulsen einen Ausgangsimpuls an Kanal II ab, der *DZ* um einen Schritt zurückstellt. Nach der m -fachen Wiederholung dieses Vorganges steht *DZ* wieder auf 9999 und hat beim Übergang von 0000 nach 9999 auf Kanal II einen Stop-Impuls an *IG* abgegeben, womit die Multiplikation beendet ist und am Ausgang $m \cdot n$ Impulse erschienen sind.

Da der gesamte Rechenvorgang in Serie erfolgt, werden die Rechenzeiten im Vergleich zu üblichen Verfahren mit $T_M = (m \cdot n)/f$ relativ groß. Als Vorteil ist dagegen zu werten, daß m fortlaufend und in beliebig unregelmäßigen Intervallen eingegeben werden kann. Der

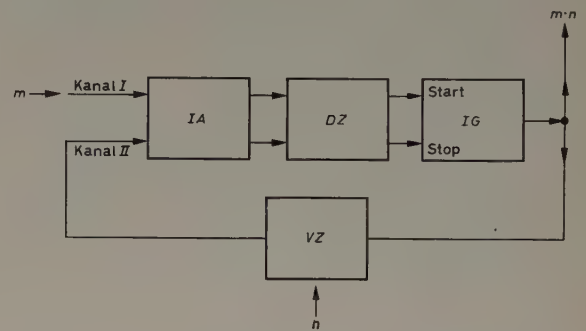


Bild 25. Multiplikationsschaltung mit Hilfe der Differenzzählung

Differenzähler darf laufend durch m -Impulse vorwärts und mit VZ -Impulsen rückwärts gesteuert werden, da durch Zwischenschaltung von *IA* eine gegenseitige Störung beider Impulsreihen vermieden wird. Die angegebene Rechenzeit gilt für den Fall, daß *DZ* nicht zwischen zwei m -Impulsen durch *VZ*-Impulse voll ausgezählt wird, das heißt die Eingabe von m in kürzerer Zeit als $(m \cdot n)/f$ erfolgt. Geht die Eingabe langsamer vor sich, dann erscheint das vollständige Produkt in einem zeitlichen Abstand n/f nach dem Auftreten des letzten m -Impulses.

Schrifttum

- [1] ● Tompkins, C. B.: High-speed computing devices. New York 1950, McGraw-Hill
- [2] Fischmann, A. F.: Difference counters, Electronic Engng. Bd. 29 (1957) S. 546 (eingegangen am 11. Dezember 1959)

Japanisches Magnetbandgerät für die Bildaufzeichnung

Auf der 87. Halbjahrestagung der SMPTE in Los Angeles gab ein Sprecher der *Shibaura Electric Co.*, Tokio, zum erstenmal Einzelheiten über das neue japanische Magnetbandgerät für die Bildaufzeichnung bekannt. Die im September 1959 zum erstenmal in Japan gezeigte Maschine geht in ihrer Entwicklung auf das Jahr 1954 zurück.

Die neue Maschine hat gegenüber anderen bekannten Systemen nur einen einzigen rotierenden Aufsprechkopf. Die Bild-Aufzeichnungsspur läuft in diagonalen Richtung über das Magnetband, das in Schleifenform um einen in zwei Teile gespaltenen Zylinder herumgeführt wird. Zwischen beiden Teilen bewegt sich der rotierende Aufsprechkopf. Zur Verminderung des Abriebs beim Magnetband wird das Band von diesem Zylinder durch Druckluft abgehoben; es gleitet auf einem dünnen Luftkissen um den Zylinder herum. Zur Aufzeichnung dient ein Magnetband von 2 Zoll Breite. Die Aufzeichnungsspur je Bild ist 26,5 Zoll lang und 0,01 Zoll breit. Der Abstand zwischen den Spuren beträgt 18,9 mil. Die Ton- und Steuer-spuren werden in Laufrichtung des Bandes an der oberen und unteren Kante des Bandes aufgezeichnet. Bei 38 cm/s Bandgeschwindigkeit kann die japanische Maschine ein FS-Programm von 64 Minuten auf 12,5-Zoll-Spulen aufnehmen. Als Vorteile der japanischen Maschinen werden u.a. genannt, daß das aufgezeichnete Bild in einfacher Weise wiedergegeben werden kann und daß die Aufzeichnungen sich einfacher als bisher zusammenschneiden lassen. Ferner können Farbfernsehsignale ohne besondere Zusatzgeräte aufgezeichnet und wiedergegeben werden.

1) T_M Rechenzeit für eine Multiplikation, f Impulsfolgefrequenz von *IG*



In der Steuerungs- und Regelungstechnik sowie in der Automatisierung gewinnen Bausteine für den Aufbau digitaler Systeme zunehmend an Bedeutung. Während es bis jetzt vielfach notwendig war, die das Verhalten der elektronischen Schaltung bestimmenden Bauelemente für jeden Anwendungsfall oft mühsam zu berechnen, lassen sich erhebliche Vereinfachungen und Zeiteinsparungen beim Entwurf und bei der Ausführung derartiger Schaltungen erreichen, wenn man stets wiederkehrende Aufgaben in nach Funktionen geordneten Baugruppen zusammenfaßt. Aus der Schaltalgebra oder Booleschen Algebra ist bekannt, wie sich Relais-Steuerschaltungen mathematisch darstellen und so umformen lassen, daß sich möglichst einfache Ausdrücke ergeben. In der modernen Technik ersetzt man dabei die Relais-Schaltungen durch kontaktlose Schaltungen, vorzugsweise durch solche mit Halbleiter-Bauelementen als Schaltern.

Ein nach diesem Prinzip aufgebautes Steuerungssystem besteht im wesentlichen aus drei Gruppen: Der Eingangsteil wandelt die gemessene Größe in eine elektrische Information um, die zur Weiterverarbeitung in dem nachfolgenden Rechen- und Steuer-Teil geeignet ist. Der Rechen-Teil bildet dann aus den eingegebenen Informationen entsprechend dem Steuerprogramm neue Befehle, die der Ausgangsteil dann — gegebenenfalls nach entsprechender Verstärkung — ausführt.

Zu den wichtigsten Einheiten für ein Bausteinsystem gehören als Eingangelemente „Und“-Einheiten, „Oder“-Einheiten, Speicher-Einheiten, dazu gegebenenfalls Umkehrstufen (Negation), Verstärker, Zähl-Einheiten, Stromversorgungs-Einheiten. Die meistens als kleine Einheiten mit einheitlichen Abmessungen aufgebauten Bausteine lassen sich leicht in teilweise schon vorbereitete Kontaktaufnahmen einsetzen, so daß mit einem Minimum an Verdrahtungsarbeit auch der Aufbau komplizierter Steuerungs- und Regelungssysteme möglich ist.

1. Steuersystem „Logistat“ der AEG

Bereits auf der vorjährigen Deutschen Industrie-Messe Hannover zeigte die AEG die ersten Elemente des kontaktlosen Steuersystems „Logistat“. Es enthält im wesentlichen drei Gruppen von Elementen: Initiatoren, Verknüpfungselemente und Verstärker. Die Initiatoren ermöglichen eine kontaktlose Befehlsgabe. Aus physikalischen Abhängigkeiten (Weg, Lage, Spannung usw.) bilden sie elektrische Signale, die den Verknüpfungselementen zugeführt werden. In den Verknüpfungselementen werden die Eingangssignale nach bestimmten, jeweils durch die Steueraufgabe festgelegten Abhängigkeiten wirksam. Die wichtigsten Typen dieser Verknüpfungselemente sind die „Oder“-Elemente, die „Und“-Elemente und die Speicher-Elemente. Die „Oder“-Elemente erfüllen die Aufgaben, die bei Relais durch das Parallelschalten von Steuerkontakten gelöst werden. Sie geben also ein Ausgangssignal nur dann ab, wenn das Eingangssignal an einem der Eingänge liegt, also beispielsweise am Eingang 1 oder am Eingang 2 oder am Eingang 3 usw. Die „Und“-Elemente entsprechen der Serienschaltung von Relais-Steuerkontakten. Sie geben ein Ausgangssignal nur dann ab, wenn bei mehreren Eingängen an jedem Eingang ein Eingangssignal vorhanden ist. Also beispielsweise bei 3 Eingängen, wenn am Eingang 1 und am Eingang 2 und am Eingang 3 ein Signal vorhanden ist. In den Speicher-Elementen werden die Steuersignale gespeichert. Dabei kann die Speicherung durch Löschnsignale jederzeit aufgehoben werden. Zum

Löschen und Speichern sind jeweils mehrere Eingänge mit „Oder“-Verhalten vorhanden. Das Speicher-Element läßt sich sowohl mit Speicher- als auch mit Löschvorrang betreiben. Alle Verknüpfungselemente haben zwei antivalente Ausgänge, die in ihrer Wirkungsweise dem Arbeits- und dem Ruhekontakt eines Relais entsprechen. Damit verwirklicht jedes Verknüpfungselement auch die Negation, so daß besondere „Nein“-Elemente entfallen können. Die Schaltverstärker passen die Verknüpfungselemente leistungsmäßig an das Stellglied an. Je nach Anwendungszweck werden Transistor- oder Transduktor-Schaltverstärker verwendet. Diese Verstärker haben zum Teil mehrere Eingänge mit „Oder“-Verhalten.

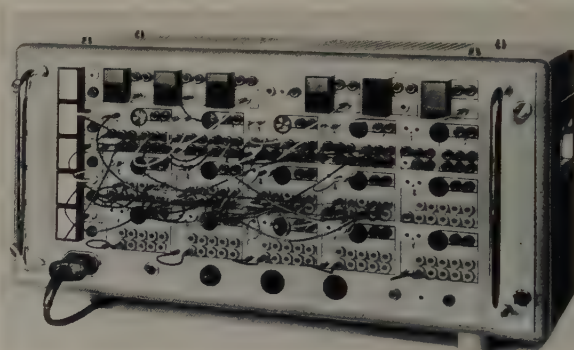


Bild 2. Das „Logistat“-Schaltmodell der AEG

An Hand eines ausgestellten Schaltmodells konnten die verschiedenen Anwendungsarten von Bauelementen des Steuersystems „Logistat“ gezeigt werden. Dieses Schaltmodell enthielt insgesamt 5 „Und“-Elemente, 5 „Oder“-Elemente, 5 Speicher-Elemente und 6 Verstärker; außerdem 5 Drucktaster als Befehlsgeber sowie das Netzgerät. Sämtliche Eingänge und Ausgänge waren an Steckbuchsen in der Frontplatte geführt und gestatteten so den schnellen Aufbau der verschiedenen Schaltungen. So wurde beispielsweise gezeigt, wie sich Verriegelungen aufbauen lassen, die dort notwendig sind, wo ein zweiter oder dritter Eingang nur dann wirksam werden darf, wenn der bestehende Eingang gelöscht ist. Als einfaches Beispiel für die Anwendung der Schaltalgebra ließ sich zeigen, daß mit Hilfe des de Morganschen Theorems alle „Und“-Elemente in „Oder“-Elemente (und umgekehrt) umwandelbar sind ohne Mehraufwand an Verknüpfungselementen und Verbindungsleitungen. Ein Speicher mit zeitlich bevorzugten Eingängen ließ sich dadurch bilden, daß Speicher- und Löschein-Elemente durch zwei „Und“-Elemente gegenseitig verriegelt, dem Speicher-Element zugeführt wurden. Auch das Differential-Relais, das nur dann anspricht, wenn es über eine der beiden Wicklungen erregt wird, und abfällt, wenn beide Wicklungen erregt oder beide nicht erregt sind, läßt sich mit Hilfe des „Logistat“-Systems nachbilden.

Ein recht anschauliches Modell für einen automatisierten technischen Mischvorgang war die „Elektronenbar“ (Bild 2). Hier wurde die in der

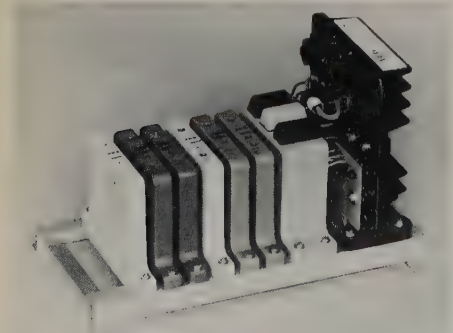
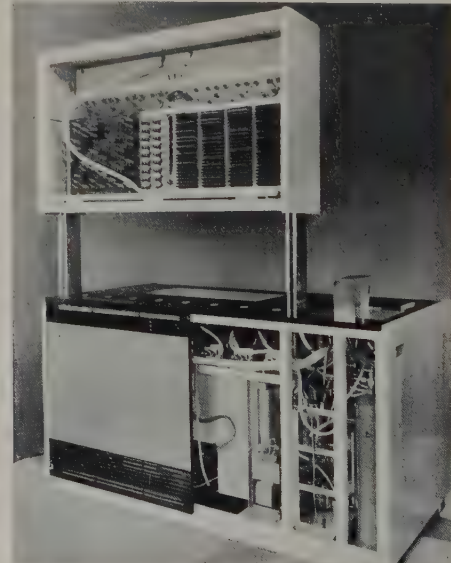
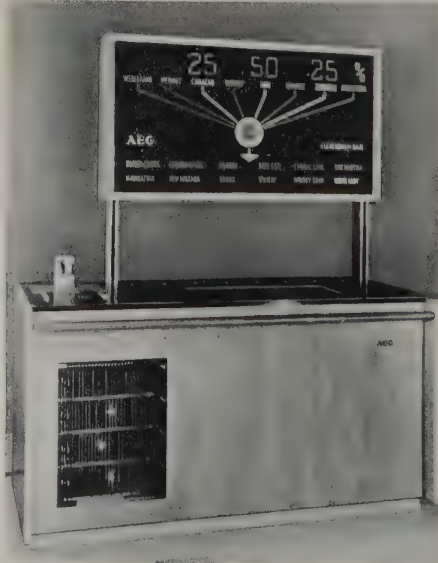


Bild 1. Bauelemente des AEG-Systems „Logistat“

Bild 3. Vorderansicht (links) und Rückansicht (rechts) der AEG-„Elektronenbar“



Verfahrenstechnik oft geforderte gleichmäßige und genaue Mischung verschiedener Komponenten demonstriert. Die „Elektronenbar“ der AEG gehört zu den absatzweise arbeitenden Mischungssteuerungen; der Inhalt jedes Glases wird getrennt zusammengestellt. Je eine Pumpe drückt die acht Komponenten aus Vorratsflaschen ins Glas. Dabei entspricht einem Prozent Mischungsanteil ein Pumpenhub. Die Kolbenhübe werden mit magnetischen Gebern in elektrische Impulse verwandelt und mit den an Transistor-Zähldekaden eingestellten Zahlen verglichen. Durch Tastendruck können 18 verschiedene Cocktails gewählt werden. Mit Dioden-Matrizen aus gedruckten Schaltungen werden die Zähldekadenpaare der einzelnen Komponenten entsprechend den auf sie gefallenen Anteilen eingestellt. Die Steuerung der Gleichstrom-Nebenschlußmotoren der Pumpenantriebe erfolgt im Ankerkreis rein elektronisch über Leistungs-Transistoren OD 651. Die jeweils verarbeiteten Komponenten werden gleichzeitig auf einem Leuchtschaubild angezeigt, wie es aus Schalt- und Regelwerken von Industrie- und Kraftwerkanlagen bekannt ist. Gleichzeitig gelangt die Rezeptur des Cocktails in Prozenten der Anteile durch Leuchtzahlen mit Hilfe von Dioden-Matrizen zur Anzeige.

2. BBC-Elektronik

Auch Brown, Boveri & Cie. AG hat für die elektronische Steuerungs- und Regelungstechnik ein umfangreiches Transistor-Geräteprogramm geschaffen, die „BBC-Elektronik“. Die kleinsten Funktionselemente sind steckbare Einheiten mit gedruckten Schaltungen, die sogenannten „Prints“. Sie sind so ausgelegt, daß keine unnötigen Verbindungsstellen zu anderen Baueinheiten auftreten und die Ausnutzung der Bestückungsmöglichkeit optimal ist. Das führte dazu, den Kontaktapparat für die Steckereinheit auf die geätzte Leiterplatte aufzubringen. Die Anschlußkontakte hierfür sind vergoldet. Die gedruckten Leiterplatten werden nach sorgfältiger elektrischer Prüfung in einen Führungsrahmen eingesetzt und die bestückten, gelöteten und geprüften Leiterplatten dann zum Schutz gegen mechanische, chemische sowie atmosphärische Einflüsse auf beiden Seiten mit einem Gießharzüberzug versehen und rückseitig mit einer Resopalplatte abgedeckt. Der Gießharzüberzug verleiht den „Prints“ große Sicherheit gegen Erschütterungen. Für größere Leistungstransistoren und Dioden erhalten die „Prints“ gesonderte Kühlkörper, die als Kühlblock einen oder mehrere Halbleiter aufnehmen können. Der Kühlkörper besteht aus Aluminiumprofil, wobei am elektrischen und thermischen Übergang Cupal-Blech-Zwischenlagen Thermospannungen verhindern.

Um die Möglichkeit zu bieten, Funktionselemente zu Geräten zu kombinieren und neben den steckbaren „Prints“ Geräte zu verwenden, die Bauelemente aufnehmen, die frei und zugänglich sein müssen (Potentiometer, Schalter usw.), hat BBC eine zweite Art von Geräten entwickelt, „Parts“ genannt. Sie bestehen im wesentlichen aus einem Tragblech, einem Winkel und Seitenwänden mit dazugehörigem Abschlußblech. Abmessungen und Teilungsmaß der „Parts“ passen zu denen der „Prints“, so daß sich beide Gerätearten kombinieren lassen. Eine besondere Gestellkonstruktion, „Etagé“ genannt, nimmt die „Prints“ und „Parts“ auf. Eine „Etagé“ besteht neben zwei Seitenteilen aus vier genuteten Führungsschienen, die quer zu den Nuten je einen durchgehenden Längsschnitt aufweisen. Die Nutenquerschnitte entsprechen denen der Führungskante der „Prints“. Die Nuten nehmen die Einschubelemente auf und halten sie. Zwei oder mehrere Etagen lassen sich zu einer Einheit und mehrere Einheiten schließlich mit einem Rahmen zu Anlagen zusammenfassen.

Um mit einer möglichst geringen Anzahl verschiedener Einzelgeräte alle Aufgaben der Steuerung, Regelung und Automatisierung lösen zu können, sind die Eingabegeräte so gebaut, daß sie ihre Ergebnisse an den Rechen- teil als normiertes Signal abgeben. Der Rechen- teil seinerseits besteht wiederum aus Elementen, die die Grundoperation mit normierten Signalen ausführen können. Die Ausgabegeräte schließlich sind so gebaut, daß sie mit den normierten Signalen im Eingang durchgesteuert und betätigt werden können.

Für analog zu übertragende Größen, die quantitativ mit bestimmter Genauigkeit erfaßt werden müssen, verwendet die „BBC-Elektronik“ als Signal eine Gleichspannung, deren Betrag dem Betrag der jeweils zu übertragenden Größe proportional ist und deren Größtwert dem im System möglichen Maximum der betreffenden Größe entspricht. Physikalische Größen, die in zwei Richtungen auftreten können (Geschwindigkeiten, Beschleunigungen usw.), lassen sich durch das Vorzeichen des Signals unterscheiden. Neben diesen Analoggrößen spielen Größen eine Rolle, die nur zwei bestimmte Eigenschaften annehmen können, „Ja“ oder „Nein“. Auch in Fällen, in denen mehr als zwei definierte Zustände vorkommen können, kann der Befehl aus mehreren „Ja-Nein“-Schaltungen zusammengesetzt werden. Das Signal für eine solche „Ja-Nein“-Entscheidung ist ebenfalls eine Spannung, die sich aber sowohl für „Ja“ als auch für „Nein“ innerhalb eines vorgegebenen Bereiches ändern kann, ohne daß das Ergebnis davon beeinflußt wird. Die beiden Spannungsbereiche sind durch einen genügend großen „verbotenen“ Bereich voneinander getrennt, der beim Übergang des Signals vom „Ja“- zum „Nein“-Zustand mit einer nach unten begrenzten Geschwindigkeit durchlaufen werden muß. In der Bau- reihe „Starkstromtechnik“ der „BBC-Elektronik“ sind als Signal- spannungen folgende gewählt: Analog-Signal: ± 15 V; „Ja“-Signal:

— 24... — 15,2 V, „Nein“-Signal: — 1,5...0 V. Sowohl Eingangs- als auch Ausgangssignale werden gegenüber einem festen Potential, dem der so- genannten Nullschiene, gemessen. Diese Nullschiene durchläuft als so- genannte Signalerde die gesamte Anlage einschließlich der Eingabegeräte, des Rechenteils und der Ausgabegeräte und ist galvanisch vom Lichtnetz getrennt.

Das Programm der „BBC-Elektronik“ enthält eine reichhaltige Auswahl an Grundgeräten: Dreifach-„Oder“-Verstärker, Vierfach-Signalspeicher, Signal-Untersetzer, Signalverstärker, Schaltverstärker, Elektronische Weg-Programmsteuerung, Gleichspannungs-Gegentakt-Verstärker, Im- pedanz-Wandler, Rückführung, Signalmischer, „Größer-als“-Verstärker, „Kleiner-als“-Verstärker, Zwischenverstärker für Hochleistungs- transduktoren usw.

3. „Simatic“-System der Siemens-Schuckertwerke

Die Siemens-Schuckertwerke AG zeigte auf der Deutschen Industrie-Messe 1960 in Hannover zum erstenmal ein komplettes Steuerungssystem mit Transistoren als kontaktlosen Schaltern unter der Bezeichnung „Simatic“. Dieses System zeichnet sich durch hohe Arbeitsgeschwindigkeit (bis zu 10000 Schaltspiele je Sekunde) aus. Entsprechend den allgemeinen Grund- forderungen der Schaltalgebra, enthält dieses System Funktionsgruppen für die „Und“-Funktion, „Oder“-Funktion, „Umkehr“-Funktion, „Ge- dächtnis“-Funktion, „Zeit“-Funktion sowie Zählstufen und Leistungs- stufen. Wegen der kurzen Schaltzeiten eignet sich das „Simatic“-System ausgezeichnet zum Lösen von Zäufaufgaben in der Industrie, wie sie bei- spielsweise beim Zählen von Massenartikeln, Erfassen von Materiallängen mit dem Pulsgeber, Zeitzählung bei Schweißtaktoren, Positionierung von Werkzeugmaschinen usw. vorkommen. Daneben lassen sich auch Förder- vorgänge und sonstige Bewegungen nachbilden. Das geschieht durch eine Abart der Zählketten, das sogenannte Schieberegister. Beim Übergang von dem Teil des Steuerungssystems, der die vom Eingangsteil gegebenen Be- fehle verarbeitet, auf die Betätigungselemente der Steuerung (Schütze, Magnetventile, Kupplungen usw.) ist eine Verstärkung notwendig. Die dazu bestimmten Leistungsstufen sind mehrstufige Transistorverstärker, die im Schaltbetrieb arbeiten. Die Ausgangsleistung des „Simatic“- Systems ist zur Zeit noch durch die verfügbaren Germanium-Leistungs- transistoren bedingt. Es ist aber zu erwarten, daß sich in absehbarer Zeit eine wesentliche Leistungssteigerung ergibt, wenn erst einmal Silizium- Stromtreiber eingesetzt werden können. Gemeinsames Kennzeichen aller „Simatic“-Bauteile ist, daß sie eine große Anzahl von Eingangs-Anschlü- ssen und einen Ausgang haben, die durch die drei zeitunabhängigen logischen Funktionen „Und“, „Oder“, „Nicht“ und die beiden zeitabhängigen Funktionen „Gedächtnis“ und „Zeitverzögerung“ verknüpft sind.

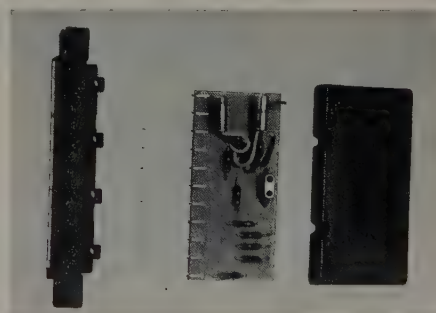


Bild 4. Einzelteile eines Bauteiles des Siemens-„Simatic“-Systems

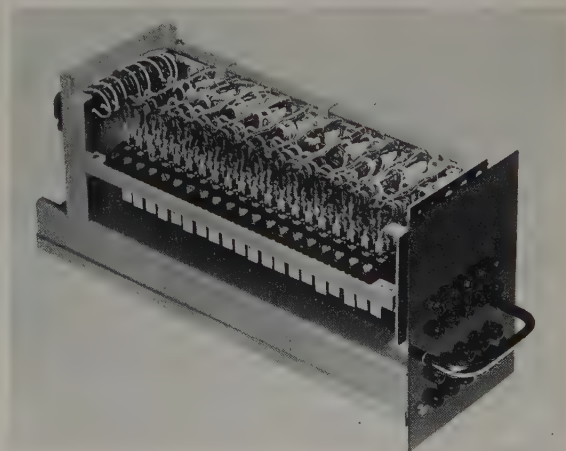


Bild 5. Einschubrahmen mit „Simatic“-Bauteilen

Die Grundplatte für den Aufbau der „Simatic“-Bauteile ist ein Hartpapierteil mit einer einseitig aufgetragenen geätzten Schaltung. Die Bauelemente sind dabei so auf der Grundplatte angeordnet, daß die Transistoren und Dioden von den Widerständen nicht aufgeheizt werden können. Die vollständige Schaltanordnung, die mit einem besonders hierfür entwickelten Gießharz vergossen ist, befindet sich in einem Aluminiumgehäuse. Die äußeren Abmessungen der Bauteile sind einander gleich und haben eine für die Anwendung besonders günstige flache Form erhalten. Ihr mechanischer Zusammenbau erfolgt zweckmäßigerweise auf zwei Rahmenleisten mit Gewindelöchern, die in einer festen, durch die Breite der Steuerstufen gegebenen Teilung angebracht sind. Eine weitere Möglichkeit für den Aufbau von „Simatic“-Steuerungen bieten Federkontaktleisten.

Während der Messe war Gelegenheit gegeben, an einer ganzen Reihe von Beispielen Anwendungsmöglichkeiten der „Simatic“-Bauweise kennenzulernen. Nachstehend seien einige der interessantesten kurz erwähnt.

3.1 Ignitron-Steuerung

Die Periodengenauigkeit der Ignitron-Steuerungen war bisher aus wirtschaftlichen Gründen auf die Schweißzeit beschränkt. Am Beispiel einer Buckel-Schweißmaschine mit Ignitron-Steuerung wurde gezeigt, daß nicht nur die Schweißzeiten, sondern auch die Vor- und Nachpreßzeiten sowie die Ruhezeiten periodengenau ablaufen können.

Bei dieser Steuerung dient zum Festlegen der Zeitkreise ein elektrisches Zählwerk. Es hat die Aufgabe, die jeweils mit einem Wahlschalter vorgegebenen Zeiten eines Schweißprogramms durch Zählen der Netzfrequenzperioden festzulegen. Dadurch wird eine auf die Netzperiode genaue Einstellmöglichkeit erreicht. Durch geeignete Schaltmaßnahmen läßt sich das Zählwerk für die Zeitabzählung aller Zeitkreise verwenden. Mit Hilfe eines Schieberegisters ist es möglich, ein Zählwerk zum Festlegen der vier Zeiten zu verwenden. Die Leistungssteuerung und ein etwa erforderlicher Stromanstieg werden mit Kipperschaltungen in Form von „Simatic“-Elementen durchgeführt. Es ist damit möglich, den bisherigen großen Aufwand an Einzelteilen und den dadurch bedingten großen Raumbedarf erheblich einzuschränken. Darüber hinaus werden keine dem Verschleiß unterliegenden Teile benötigt, ausgenommen die beiden Zünderstromtore und zwei bis drei Relais.

3.2 Frequenzabhängiger Drehzahlwächter

Bei Drehstrommotoren mit Schleifringläufern, die im Aussetzbetrieb mit hoher Schalthäufigkeit arbeiten, sind möglichst kurze Bremszeiten erwünscht. Die wirksamste Bremsung ist die Gegenstrombremsung, bei der die Drehrichtung des Ständerfeldes mittels Schützumschaltung umgekehrt wird. Die Gegenstrombremsung muß jedoch im Gegensatz zur Gleichstrombremsung oder zur mechanischen Bremsung bei erreichtem Stillstand sofort und sicher abgeschaltet werden, damit der Antriebsmotor nicht in Gegenrichtung hochläuft. Beim Reversierbetrieb ist außerdem dafür zu sorgen, daß der für die Gegenstrombremsung erforderliche Läuferwiderstand bis zum Stillstand eingeschaltet bleibt.

Ein unter Verwendung von „Simatic“-Bauteilen aufgebaute Drehzahlwächter ist so klein und leicht, daß er sich für die gekapselte Ausführung in ein Zählergehäuse „D 21“ einbauen läßt. Der Drehzahlwächter spricht an, wenn von einer höheren Frequenz her die an einem Potentiometer eingestellte Periodendauer erreicht wird, wobei die Zeit für die Impulsdauer und das verzögerte Abfallen der Schütze berücksichtigt wird. Zur Stillstandüberwachung bei Gegenstrombremsung wird die Frequenz der Läuferspannung als Maß für die Drehzahl abgegriffen. Zwei Gleichrichter in Schwellwertschaltung und eine Umkehrstufe formen die ankommende Frequenz so um, daß eine fast rechteckige Trapezkurve genau definierter Größe entsteht. Die nachfolgende Zeitstufe läßt diese Signale aber erst dann zu einer Kippstufe durch, wenn die Impulsdauer länger als die Sperrzeit der Zeitstufe ist. Die Länge des durchgelassenen Impulses ist durch die Differenz aus Impulsdauer und Sperrzeit bestimmt und kann Werte unter 1 ms annehmen. Die Kippstufe sorgt dann für eine ausreichende Signaldauer von etwa 130 ms, und eine Leistungsstufe bringt die Energie für die nachfolgende Schalterbetätigung auf.

3.3 Schlammsilo-Steuerung

In Zementfabriken muß in die Rohschlammsilos in gewissen Zeitabständen Preßluft geblasen werden, um den Rohschlamm gut durchzumischen und das Absetzen von Schwebeteilchen zu verhüten. Auch für diesen Anwendungsfall zeigte die *Siemens-Schuckertwerke AG* ein Anwendungsbeispiel. Das nach dem „Simatic“-System aufgebaute Steuergerät ist für insgesamt sechs Zellen verwendbar. Der Arbeitsrhythmus der Steuerung besteht aus sechs aufeinanderfolgenden Blasungen je Zelle. Das Arbeitsprogramm beginnt bei der ersten Zelle und wechselt nach sechs Blasstößen auf die nächste über. Die Blaszeiten und die Pausen zwischen den einzelnen Blasstößen sind mit Hilfe eines von außen zugänglichen Drehknopfes an einem 24stufigen Schalter einstellbar.

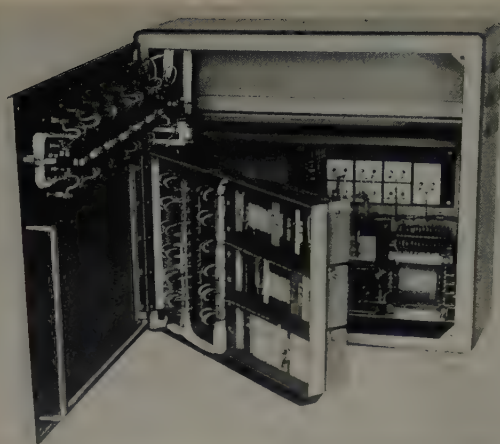


Bild 6. Mit „Simatic“-Bauteilen aufgebautes Schlammsilo-Steuergerät. Die „Simatic“-Bauteile sind im herausklappbaren Schwenkrahmen eingeordnet

3.4 Steuerung eines achtsstufigen Lastschaltgetriebes

In der Werkzeugmaschinenindustrie werden an Getriebemotoren sehr hohe Anforderungen gestellt. Als Beispiel sei ein achtsstufiges Satzschaltgetriebe genannt. Dieses Umlaufgetriebe besteht aus drei Planetensätzen. In jedem Satz sind zwei elektromagnetische Lamellenkupplungen angeordnet, von denen die eine als feststehende Bremse ausgebildet ist. Der Gangwechsel wird durch eine bestimmte Schaltkombination von je drei Kupplungen erreicht. Neben den acht Gängen sind noch eine Brems- und eine Leerlaufstellung vorhanden, bei der der Motor weiterlaufen kann. Aus betriebstechnischen Gründen ist es zweckmäßig, den Gangwechsel über selbsttätige Steuerungssysteme vorzunehmen, wobei allein schon die Getriebebeschaltung unter Last umfangreiche Verriegelungsbedingungen erforderlich macht.

Die „Simatic“-Steuerung schaltet über acht Leistungsstufen die sechs elektromagnetischen Lamellenkupplungen und die beiden Schütze für Rechts- und Linkslauf des Motors.

4. Das Telefunken-Bausteinensystem für Meß- und Steuergeräte auf Zählbasis

Das von Telefunken entwickelte Bausteinensystem dient zur Zusammenstellung elektronischer Meß- und Steuergeräte auf Zählbasis für die verschiedenartigen Anwendungsfälle. Grundlage des Systems sind Zähldekaden, die in beliebiger Anzahl zu mehrstelligen Impulszählern zusammengesetzt werden können. Für die Eingabe der zu zählenden Impulse stehen Verstärker und Impulsformer zur Verfügung. Die Ausgabe der Zählergebnisse kann entweder direkt oder ebenfalls über Verstärker erfolgen. Die Dekaden sind voreinstellbar, so daß sich neben dem reinen Zählen auch Abzählaufgaben durchführen lassen. Aus diesen beiden Grundoperationen sind durch entsprechende Verknüpfungen viele weitere Operationen abzuleiten. Der Ablauf der Operationen wird entweder von außen oder durch eigene Ablaufsteuerschaltungen gesteuert, die sich ebenfalls aus den Bausteinen des Systems zusammenstellen lassen. Als Taktgeber für zeitabhängige Ablaufsteuerungen dient ein frequenzkonstanter 100-kHz-Quarz-Oszillator. Für die Verknüpfungen der Funktionen und zur Verstärkung der Steuerimpulse umfaßt das Bausteinprogramm spezielle Einheiten. Zur Stromversorgung wird eine einheitliche Betriebsspannung von 12 V benötigt.

Sämtliche Bausteine sind als Steckeinheiten in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführt und haben mit Ausnahme der Netzgeräte einheitliche

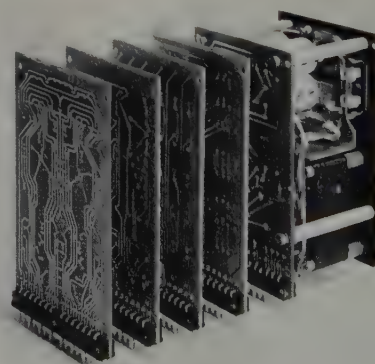


Bild 7. Einige Bausteine des Telefunken-Zählersystems

Abmessungen. Zum Zusammensetzen der Bausteine dienen genormte 9-, 15- und 18teilige Magazine, die sich bei Bedarf auch zu größeren Einheiten zusammenbauen lassen. Die steckbaren Karten haben die Abmessungen 88 x 142 mm. Der hochwertige 30polige Stecker gewährleistet bequeme Auswechselbarkeit und sichere Kontaktgabe. Die Bausteine sind zwischen -10°C und +50°C Außentemperatur voll betriebsfähig.

Die Zähldekade „DC 1 A“ dient zur Zählung von Impulsen bis maximal 100000 Imp/s und ermöglicht das Speichern und die elektrische Ausgabe des Zählergebnisses. Sie besteht aus vier bistabilen Kippstufen, die über Torschaltungen in Reihe geschaltet sind. Aus der Wirkungsweise der Kippstufen und der Rückführungen ergibt sich ein Code, der durch Zuordnen entsprechender Wertigkeiten zu den Kippstufen bewertbar ist. So kann man beispielsweise Widerstände an die einzelnen Kippstufen legen, die einer Wertigkeit von 1-2-2-4 der einzelnen Stufen reziprok entsprechen. Man erhält dann über diese Widerstände einen Summenstrom, der mit jedem gezählten Impuls um einen gleichbleibenden Betrag ansteigt. Der in den Zähler eingegebene Wert kann folglich in einfacher Weise durch einen entsprechend geeichten Strommesser zur Anzeige gebracht werden. Die Anzeige kann aber auch digital erfolgen. Die Zähldekade „DC 1 B“ ist ähnlich aufgebaut wie die Zähldekade „DC 1 A“, dient jedoch zur Zählung bis max. 10⁶ Imp/s.

Der Speicher „FS 3 A“ dient zum Speichern von digitalen Werten. Die eingespeicherten Werte lassen sich zur Anzeige bringen und zur Steuerung weiterer Vorgänge benutzen. Das Einspeichern kann mit Folgefrequenzen bis zu 50 kHz erfolgen. Der Speicher besteht aus vier einheitlich geschalteten bistabilen Kippstufen. Der eingespeicherte Wert ist durch die jeweils stromführenden Transistoren der einzelnen Stufen gekennzeichnet.

Der 0,5-W-Ausgabeverstärker „VR 3 A“ enthält acht voneinander unabhängige Verstärker, die bei einer Betriebsspannung von 9 V Ströme bis zu 50 mA schalten. Er wird vorzugsweise als Ausgabeverstärker für Zähldekaden und Speicher verwendet. An den Ausgang lassen sich sowohl Anzeigelampen als auch Relais anschließen. Jeder Verstärker liegt an einer Emitterspannung von 9 V. Dabei wird der Transistor bis in den Sättigungsbereich angesteuert, wenn eine Steuerspannung < 8,5 V am Verstärkereingang liegt. Wird dagegen ein Signal mit einer Spannung von > 9,5 V angelegt, dann übersteigt die Basisspannung die Emitterspannung, und der Transistor sperrt.

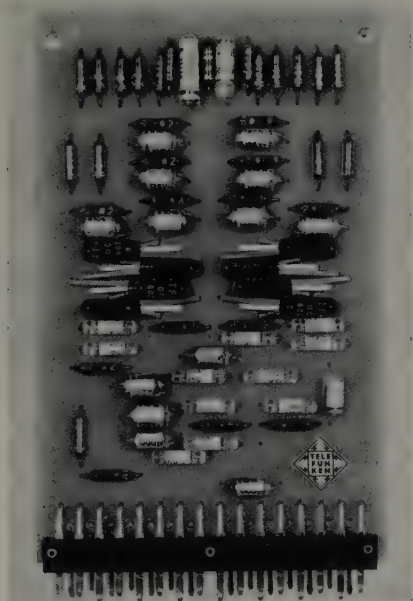
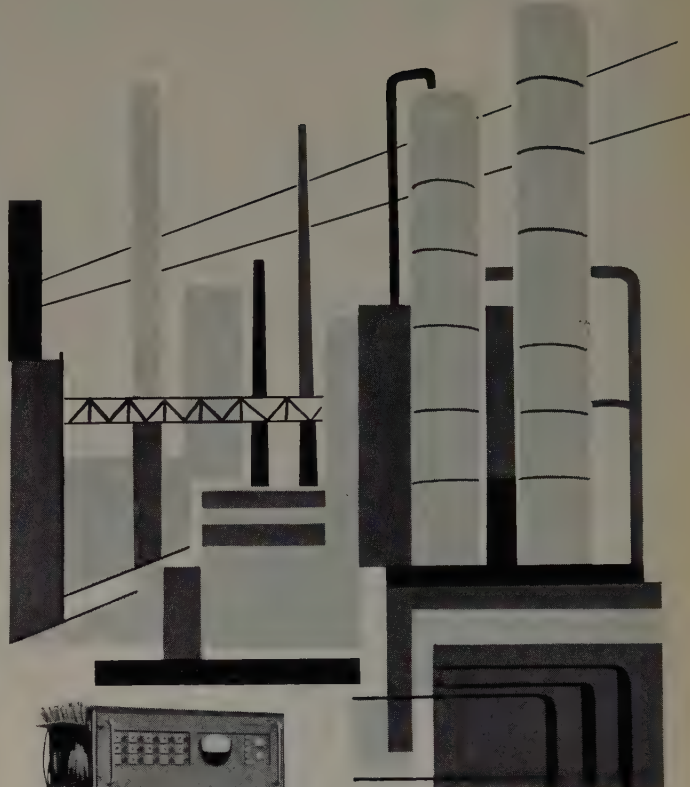


Bild 8. 100-kHz-Zähldekade „DC 1 A“ (Telefunken)

Weitere Bestandteile des Telefunken-Systems sind der Eingangsverstärker „EV 1 A“, der Impulsformer „IT 1 A“ und das 0,5-A-Netzgerät „NG 2 B“. Letzteres dient vorzugsweise der Stromversorgung von Transistorschaltungen aus dem Netz und liefert eine stabilisierte Gleichspannung von 12 V oder 9 V. Bei höherem Spannungsbedarf lassen sich mehrere Netzgeräte in Serie schalten; die Parallelschaltung mehrerer Netzgeräte ist nicht möglich.

5. Digitales Bausteinsystem von Valvo

Das von Valvo entwickelte Bausteinsystem „B 8 900 00“ für digitale Systeme hat durch Verwendung von Transistoren und von ausgewählten Schaltelementen u. a. geringe Abmessungen, kleines Gewicht, niedrigen Leistungsverbrauch, geringe Eigenerwärmung. Die Bausteine verarbeiten Informationen sowohl in Form von Gleichspannungssprüngen als auch in Form von Impulsen, so daß sie universell verwendbar sind und zum Aufbau

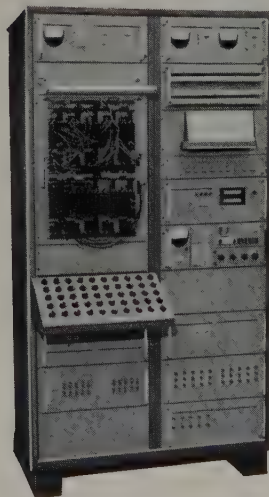


Tischanalogrechner RAT 700

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \ddot{x}$$

$$\int x dt$$

TELEFUNKEN



Präzisionsanalogrechner RA 800

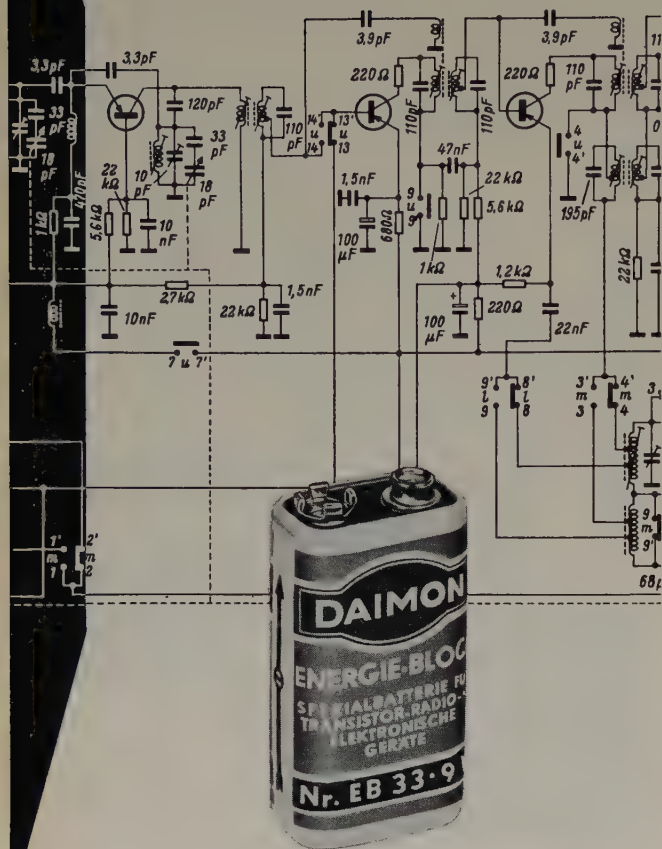
Forschung und Industrie

arbeitet fortschrittlicher,
genauer und schneller mit
den volltransistorisierten

TELEFUNKEN-Rechnern

Überdies steht auch das
TELEFUNKEN-Rechenzentrum
in Konstanz stets zu Ihrer
Verfügung.

Größere Batterie-Leistung auf kleinerem Raum



... ein Vorteil für die Transistortechnik!

Anstelle vieler Einzelzellen eine einzige kompakte Batterie mit großer Leistung – und nur **ein** Handgriff beim Einsetzen der Batterie.

DAIMON-Energieblocks lösen das Problem des Gewichtes, des Raumes und der Wirtschaftlichkeit.

DAIMON-Energieblocks entsprechen den internationalen Normen. Ihre besonderen Eigenschaften machen sie zu verlässlichen Stromquellen für Transistorgeräte.

Eine gute Empfehlung für die nächsten Modelle Ihrer Transistorgeräte:

DAIMON-Energieblocks.



die helle Freude!

DAIMON G.m.b.H., Rodenkirchen/Rhein
Hauptstraße 128, Telefon 301055
Technische Beratungsabteilung

jedes beliebigen elektronischen Systems eingesetzt werden können, das den Gesetzmäßigkeiten der Schaltalgebra unterworfen ist. Die Bausteine sind in gedruckter Verdrahtung aufgebaut. Die Schaltelemente befinden sich in einem vollständig vergossenen Gehäuse mit den einheitlichen Abmessungen $54 \times 24,5 \times 10,8$ mm. Sie sind damit sowohl gegen mechanische Beanspruchungen (Stöße, Vibrationen) als auch gegen atmosphärische Einflüsse weitgehend geschützt. Die Zusammenschaltung der Bausteine kann mit Hilfe gedruckter Leiterplatten oder Verdrahtungsplatten in konventioneller Verdrahtung erfolgen, so daß sich selbst umfangreiche digitale Anlagen übersichtlich auf kleinstem Raum unterbringen lassen.

Zur mechanischen Befestigung werden die Digitalen Bausteine auf die Vorderseite einer vorgedruckten Verdrahtungsplatte oder auf eine gedruckte Leiterplatte oder auf eine beliebige Hartpapierplatte von etwa 1,5 mm Dicke flach aufgesetzt. Die Anschlußdrähte und zwei Befestigungsdorne sind auf der Rückseite zu verlöten. Die Verdrahtungsplatten mit den aufmontierten Einheiten werden dann entweder über ihre Anschlußstecker gehalten oder in Nuten eingeschoben. Die Verdrahtung der Einheiten geschieht in gewohnter Weise auf der Rückseite der Befestigungsplatten. Besonders zweckmäßig ist die Verwendung der speziell für die Digitalen Bausteine von Valvo entwickelten vorgedruckten Verdrahtungsplatte. Sie ist doppelseitig mit vergoldeten Anschlußkontakten versehen und läßt sich je nach der Anzahl von Einheiten, die zu einem größeren Baustein zusammengefaßt werden sollen, beliebig zerschneiden. Außerdem erleichtert ihre Verwendung einen schnellen und übersichtlichen Aufbau von Versuchsschaltungen sowie die Ermittlung der elektrisch und fertigungstechnisch günstigsten Leitungsführung. Für einige häufiger benötigte Baueinheiten, beispielsweise für Zähldekaden usw., liefert Valvo auch gedruckte Leiterplatten, auf die die Bausteine nur aufzusetzen und zu verlöten sind.

Der Netzteil für die Stromversorgung muß eine Spannung von $+6V \pm 10\%$ und $-6V \pm 10\%$ liefern. Sofern die zu erwartenden Netzspannungsschwankungen kleiner als $\pm 10\%$ sind und der Netzteil einen genügend kleinen Innenwiderstand hat, erübrigt sich eine Stabilisierung der Speisespannung, so daß eine einfache Brückengleichrichterschaltung

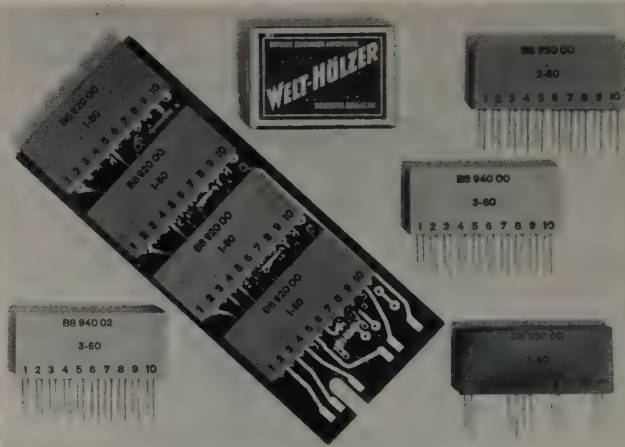


Bild 9. Digitale Bausteine der Valvo GmbH

mit herausgeführtem Mittelpunkt genügt, deren Ausgangsspannung in zwei getrennten Siebkreisen geglättet wird. Da der der positiven Spannungsquelle zu entnehmende Strom im allgemeinen immer kleiner als der von der negativen Speisespannungsquelle zu liefernde ist, kann man den Kreis der positiven Speisespannung mit entsprechend kleiner bemessenen Schaltelementen aufbauen. Die den Speisespannungen überlagerte Brummspannung muß aber $< 5\%$ sein.

Die Digitalen Bausteine werden sowohl während der Fertigung als auch im fertigen Zustand laufend überprüft. Einwandfreies Arbeiten ist in einem Temperaturbereich von -20°C bis $+60^\circ\text{C}$ sowie bei Abweichungen der Speisespannungen um $\pm 10\%$ vom Netzwert garantiert. Die Bausteine (außer einigen Ausgangseinheiten) sind für eine garantierte Arbeitsfrequenz von 100 kHz ausgelegt. In diesem Wert ist bereits ein solcher Sicherheitsfaktor enthalten, daß diese Frequenz bei der Dimensionierung der Anlage zugrunde gelegt werden kann.

Der bistabile Multivibrator „FF 1“ besteht aus einer bistabilen Multivibratorstufe und eignet sich bei Ansteuerung mit Gleich- oder Wechselstromsignalen als Speicher oder für Eingangsimpulse bestimmter Form als Binärelement (Teilung durch zwei). Das Doppel-„Und“-Gatter „ $2 \times 3A 1$ “ kann die Konjunktion „Und“ realisieren; es enthält zwei gleichwertige „Und“-Gatter mit je drei Eingängen. Die Gatter können getrennt oder in Parallelschaltung benutzt werden. Das Doppel-„Und“-Gatter „ $2 \times 2A 1$ “ entspricht im wesentlichen dem vorerwähnten Typ, enthält jedoch zwei gleichwertige „Und“-Gatter mit je zwei Eingängen, die getrennt oder in

Parallelschaltung zu verwenden sind. Die Doppel-Umkehrstufe „ $2 \times IA 1$ “ realisiert die logische Verknüpfung „Nein“. Sie ist mit zwei gleichwertigen Umkehrstufen ausgestattet. Als Trennverstärker für negative Signale oder Impulse kann die Doppel-Impedanzwandlerstufe „ $2 \times EF 1$ “ dienen, die zwei gleichwertige Impedanzwandlerstufen (Katodenverstärker) enthält. Die Einheit „ $EF 1/IA 1$ “ ist mit einer Impedanzwandlerstufe und einer Umkehrstufe ausgestattet und bietet insofern mancherlei interessante Anwendungsmöglichkeiten, als sich beide Schaltungen unabhängig voneinander oder gemeinsam benutzen lassen. Vielseitig verwendbar ist der Impulsformer „ $PS 1$ “. Er dient in erster Linie zur Umformung von Signalen, deren Amplitude sich zeitlich langsam ändert, in Impulse mit steiler Anstieg- und Abfallflanke. Ebenso läßt sich der Impulsformer zur Erzeugung der Standard-Signalniveaus „ O “ und „ L “ sowie zur Restaurierung der Impulsform verwenden. Zur Erzeugung einstellbarer Verzögerungszeiten ist der monostabile Multivibrator „ $OS 1$ “ bestimmt. Ein positiver Spannungssprung hat einen Impuls zur Folge, dessen Dauer von der Kapazität eines außen anzuschließenden Kondensators abhängt. Die Impulsdauer ist gegenüber Speisespannungsschwankungen weitgehend unempfindlich. So vermindert beispielsweise eine Zunahme der negativen Speisespannung um 5% die Impulsdauer um weniger als 1%; Änderungen der positiven Speisespannung haben praktisch keinen Einfluß auf die Impulsdauer. Auch die Temperaturempfindlichkeit ist sehr gering. Bei Zunahme der Umgebungstemperatur um $1^\circ C$ vermindert sich die Impulsdauer um weniger als 0,5%.

PERSÖNLICHES

Friedrich Römer 65 Jahre

Der Geschäftsführer der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie e.V., Friedrich Römer, vollendete am 4. Juni sein 65. Lebensjahr. Sein Name ist mit der Geschichte der Fachabteilung seit Kriegsende auf das engste verbunden. Nach Entlassung aus der Kriegsgefangenschaft übernahm Fr. Römer nach der Bildung des Vereinigten Wirtschaftsgebietes für die Bundesrepublik zunächst im Bereich der britischen Zone die Geschäftsführung der Fachabteilung Funk, die nach Gründung des Zentralverbandes der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI) als Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen in den Zentralverband übergeführt wurde.

Mit der ihm eigenen aufgeschlossenen und ruhigen Art hat der Jubilar hier an verantwortlicher Stelle seine Aufgaben erfüllt. Es gehörte oft ein Übermaß an Fleiß und Gewissenhaftigkeit dazu, die Fülle der Arbeit bei den oft lebenswichtigen Fragen dieses Industriezweiges zu bewältigen. Wenn Fr. Römer es verstanden hat, nicht nur in der von ihm betrauten Rundfunk- und Fernseh-Industrie, sondern in der ganzen Branche Freunde zu gewinnen, so ist das gewiß der schönste Lohn und zugleich die höchste Anerkennung seiner Tätigkeit. Daß er beabsichtigt, Ende des Jahres in den Ruhestand zu treten, hat schon jetzt allseitig großes Bedauern hervorgerufen, denn sein Name ist und bleibt mit der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen auf das engste verbunden.

Dr.-Ing. O. Grebe 25 Jahre bei der AEG

In diesem Frühjahr konnte Dr.-Ing. Otto Grebe auf eine 25jährige Zugehörigkeit zur AEG zurückblicken. Nach dem Studium an der Technischen Hochschule Darmstadt trat Grebe 1935 in die AEG ein und befaßte sich vorwiegend mit Problemen der elektronischen Steuerung und Regelung. 1941 wurde er Fabrikdirektor und war seit 1946 in der Geschäftsführung der von ihm mitaufgebauten *Elektro-Mechanik GmbH (EMG Wendenerhütte)* tätig. Seit 1955 leitet er die AEG-Apparatefabrik in Berlin. Grebe war von 1951 bis 1957 Mitglied des wissenschaftlichen Beirats des VDE als Fachgruppenleiter für Steuerungs- und Regelungstechnik und von 1954 bis 1957 Vorsitzender der ersten gemeinsamen VDI/VDE-Fachgruppe Regelungstechnik, deren Beirat er heute noch angehört.

Ernennungen in der Grundig-Gruppe

Konsul Max Grundig hat anläßlich seines Geburtstages eine Reihe verdienter Mitarbeiter durch Ernennungen geehrt.

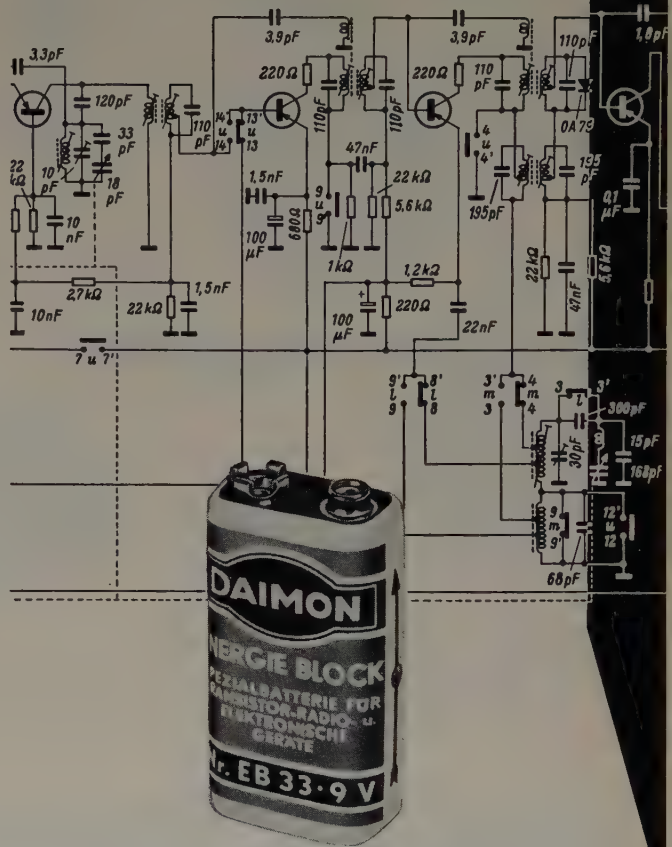
Zu Generaldirektoren wurden ernannt: Otto Siewek für die kaufmännische Leitung der Grundig-Organisationen und als persönlicher Vertreter von Max Grundig, Karl Richter für die technische Leitung aller Grundig-Fertigungsbetriebe (EMF).

Die Leitung des Finanz- und Steuerwesens für die gesamte Grundig-Gruppe einschließlich der Grundig-Electronic-Triumph-Adler-Vertriebs-GmbH (GTA) Nürnberg und der Grundig-Bank Frankfurt-Nürnberg liegt in Händen von Josef Schäfer, Generaldirektor der Adler-Werke AG Frankfurt und der Triumph-Werke Nürnberg AG. Die Leitung des Gesamtverkaufs der Grundig-Erzeugnisse (Inland und Export) wurde Direktor Cl. Bussmann übertragen.

Zu Direktoren wurden ernannt: E. Hegerl, A. Neumann, A. Synowski, L. Schüssler (Grundig), F. Wunderlich, W. Herbst (Triumph).

Zu Prokuristen wurden ernannt: für den technischen Bereich: R. Behringer, W. Buhs, F. Heidner, Th. Kendermann, H. Kuhn, H. Mangold, H. Meister, W. Pieplow, K. Rheinstädter, E. Rüdiger, K. Schade, H. Voland; für den kaufmännischen Bereich: E. Hegelin, F. Lachner, G. Pergen, H. Unbehaun (Grundig), F. Zäpfel (Triumph), Dr. H. Lang (Adler).

DAIMON-Energieblocks ein echter Fortschritt



DAIMON-Energieblocks ermöglichen einfachere und preiswertere Transistorgeräte.

DAIMON-Energieblocks sind klein und leistungsfähig, geschaffen für klangreinen Empfang, erstaunlich leicht und handlich, wirtschaftlich durch hohe Dauerleistung; gegen Austritt von Elektrolyt gesichert.

DAIMON-Energieblocks erfordern nur 2 Kontakte. Der Wegfall vieler Anschlüsse senkt die Geräte-Herstellungskosten und vermindert die Zahl der Störquellen.

Entwickeln Sie die nächsten Modelle Ihrer Transistorgeräte nach Maß und Leistung der DAIMON-Energieblocks! Wir informieren und beraten Sie gern.



die helle Freude!

DAIMON G.m.b.H. Rodenkirchen/Rhein
Hauptstraße 128, Telefon 301055
Technische Beratungsabteilung

Für Steuer- und Regelanlagen



**Servo-
Verstärker**

Baukastenmässige
Ausführungen

**Dekaden-
Schalter**

Dekadisch
aufgebauter
Stufenschalter

**Servo-
Motorgeneratoren**

Kombination
von Motor,
Tachogeber
und Getriebe


CONTRA VES AG

ZÜRICH / SCHWEIZ SCHAFFHAUSERSTR. 580

Generalvertretung für Deutschland:

DIPL. ING. F. PFISTERER KG INGENIEURBÜRO
Botnangerstr. 22 / 14 a Stuttgart-W. Tel. 6 75 24

Monographien der elektrischen Nachrichtentechnik, Band III a u. III b

 [Herausgegeben von Prof. Dr., Dr.-Ing. E. h. R. Feldtkeller, Technische Hochschule Stuttgart

HOCHFREQUENZ-MESSTECHNIK

Von Prof. Dr. O. Zinke und Dipl.-Ing. H. Brunswig
Institut für Hochfrequenztechnik d. T. H. Darmstadt
3. Auflage, XVI, 234 S. mit 258 Abb., Gr.-8°, 1959. Lei-
nen DM 24,80

HOCHFREQUENZ-MESSGERÄTE

Tabellen industrieller Meßgeräte

Von Prof. Dr. O. Zinke und Dipl.-Ing. H. Brunswig
VIII, 50 Seiten. Gr. 8°, 1959. Kart. DM 9,60

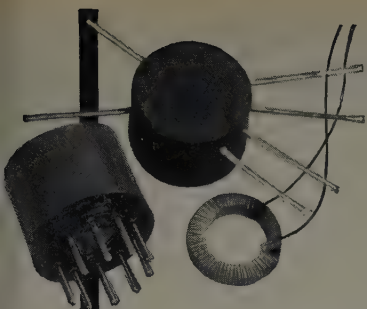
ACUSTICA 1960, Heft 1: Die „Hochfrequenz-Meßtechnik“ stellt in Verbindung mit dem Meßgeräte-Band ein ausgezeichnetes Handbuch dar, das allen denen aufs Wärmste empfohlen werden kann, die Messungen auf dem Gebiet der Hochfrequenztechnik durchführen müssen.

Es umfaßt jetzt die Kapitel: 1. Meßsender, 2. Strommessung, 3. Spannungsmessung, 4. Leistungsmessung, 5. Impedanzmessungen, insbesondere an Widerständen, Kondensatoren und Spulen, 6. Messung des Phasenwinkels, 7. Messungen an Vierpolen, insbesondere an Leitungen und Kabeln, 8. Messungen an Antennen, 9. Frequenzmessung und Frequenzüberwachung, 10. Bestimmung von Kurvenform bzw. Frequenzspektrum; Oszillographen, 11. Messungen bei Modulation, 12. Messungen an Empfängern.

Das Buch wird dem Studenten beim Studium der Hochfrequenztechnik nützlich und dem Ingenieur eine Hilfe sein. Jeder einzelnen Messung geht eine Darlegung ihrer theoretischen Grundlagen voraus, die vielfach noch durch besondere schematische Darstellungen erläutert werden.

F. Kirschstein

S. HIRZEL VERLAG STUTTGART



RING-KERN-SPULEN

in Miniatur-Ausführung bis zu 1,8 mm Restlochdurchmesser.

Wir verarbeiten hochpermeable- und Ferrit-Ringkerne aller Arten für die verschiedensten Verwendungszwecke (z. B. für Impuls-Anlagen mit extrem kurzen Schaltzeiten) bei Drahtstärken $\geq 0,04$ mm \varnothing .

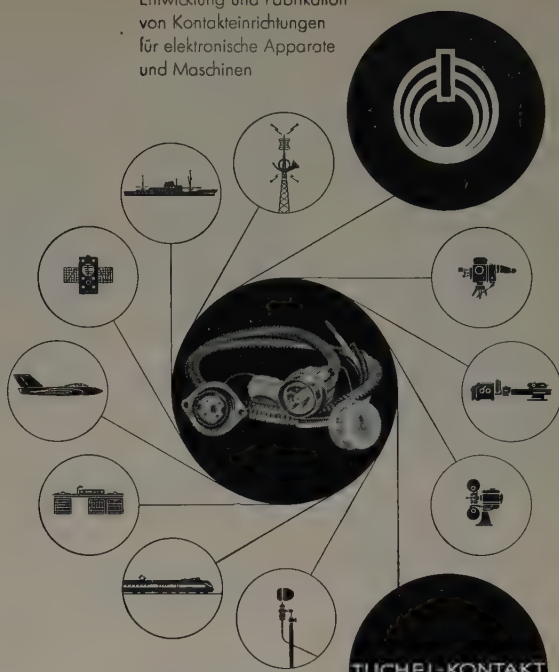
Unser Fertigungsprogramm umfaßt offene - getränkte (vacuumgetränkte) - Gießharz-Typen mit freien Enden zum direkten Einlöten in die Schaltung oder mit Novalsockel zum Stecken - Sonderwünsche werden berücksichtigt.

Wir wickeln Groß- und Kleinserien - für Laborbedarf auch Einzelstücke bei äußerst kurzen Lieferzeiten. Bei Kernstellung führen wir ebenfalls Lohnaufträge durch. Bitte fragen Sie an, wenn Sie irgendeinen Kleinst-Ringkern-Übertrager benötigen.

WALTER ABETZ

Techn.-phys. Werkstätten · Stuttgart W, Ludwigstr. 49/1
Tel. 65502 FS. 072 2754

Entwicklung und Fabrikation
von Kontakteinrichtungen
für elektronische Apparate
und Maschinen



TUCHEL-KONTAKT
Heilbronn / Neckar
Germany
Tel.: *6001
Telex: 0728 / 816

Wir sind gerne bereit, Ihnen neben den Anschriften unserer in- und ausländischen Vertretungen ausführliche Unterlagen über unsere neuesten Konstruktionen zu senden.

- Maximale Leistung bei minimalem Platzbedarf
- Betrieb mit nur einer Batterie
- Keine Mehrfach-Anschlüsse
- Absolut sicherer Kontakt
- Grösstmögliche Leistung des Geräts



- Spezialbatterie für Transistoren
- Bewährte Zuverlässigkeit
- Praktisch für den Verbraucher
- Grössere Lebensdauer bei niedrigeren Kosten
- Überall in der Welt erhältlich

Die logische Wahl ist



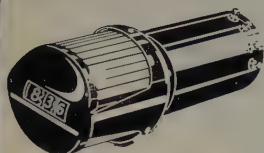
POWER PACK BATTERIEN FÜR TRANSISTORGERÄTE

Überall in der Welt erhältlich

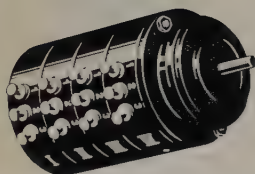
Verlangen Sie technische Einzelheiten und Angebote von BEREK International Ltd. (Technical Service) Hercules Place, Holloway, LONDON, N.7, England



**Hochgenaue
Feindraht-
Potentiometer
für
Analogrechner**



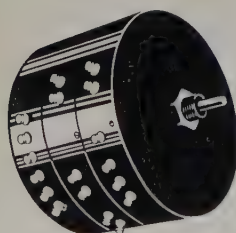
Wendelpotentiometer Cb
10 Gänge, Metallgehäuse,
bis 100 k Ω , mit Digital-
Einstellknopf.



Satzpotentiometer Ag
bis 7 Pots auf einer Welle, höch-
ste Gleichlaufgenauigkeit, klein-
ster Raumbedarf.



Minithrom F
Miniatur-Einstellwiderstand,
drahtgewickelt, bis 100 k Ω .



Satzpotentiometer AK
bis 30 Anzapfungen (Funktions-
Potentiometer), bis 5 Pots auf
einer Welle, hohe Auflösung.

NOVOTECHNIK KG
OFFTERDINGER & CO
RUIT BEI STUTTGART
TEL STUTTGART 273441/42
TELEX 7-23681

Wertvolle Fachbücher für Studium und Praxis

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

I. Band: 728 Seiten 646 Bilder Ganzleinen 15,— DM
II. Band: 760 Seiten 638 Bilder Ganzleinen 15,— DM
III. Band: 744 Seiten 669 Bilder Ganzleinen 15,— DM
IV. Band: 826 Seiten 769 Bilder Ganzleinen 17,50 DM
V. Band: **Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen**
810 Seiten 514 Bilder Ganzleinen 26,80 DM

Handbuch der Automatisierungs-Technik

Herausgeber: Dr. REINHARD KRETZMANN
484 Seiten • 390 Bilder • 13 Tabellen • Ganzleinen 34,— DM

Handbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETZMANN
336 Seiten • 322 Bilder • Ganzleinen 17,50 DM

Schaltungsbuch der Industriellen Elektronik

von Dr. REINHARD KRETZMANN
224 Seiten • 206 Bilder • Ganzleinen 17,50 DM

Spezialröhren

Eigenschaften und Anwendungen

von Dipl.-Ing. FRITZ CUBASCH
439 Seiten • 319 Bilder • 13 Tabellen • Ganzleinen 32,— DM

Oszillografen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen moderner Elektronenstrahl-Oszillografen

von J. CZECH
Überarbeitete und bedeutend erweiterte Fassung von Czech:
Der Elektronenstrahl-Oszillograf
684 Seiten • 636 Bilder • 17 Tabellen • Ganzleinen 36,— DM

Elektrische Nachrichtentechnik

I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke

von Baurat Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER
650 Seiten • 392 Bilder • 7 Tabellen • 536 Formeln
48 Rechenbeispiele • 97 durchgerechnete Aufgaben • Ganzleinen 34,— DM

Fundamente der Elektronik

Einzelteile • Bausteine • Schaltungen

von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE
223 Seiten • 431 Bilder • 10 Tabellen • Ganzleinen 18,50 DM

Verstärkerpraxis

von WERNER W. DIEFENBACH
127 Seiten • 147 Bilder • Ganzleinen 12,50 DM

Dezimeterwellen-Praxis

von HELMUT SCHWEITZER
126 Seiten • 145 Bilder • Ganzleinen 12,50 DM

Prüfen • Messen • Abgleichen

Moderne AM-FM-Reparaturpraxis

von WINFRIED KNOBLOCH 67 Seiten • 50 Bilder • 4,50 DM

Klangstruktur der Musik

Neue Erkenntnisse musik-elektronischer Forschung

Herausgegeben im Auftrage des Außeninstituts der Technischen Universi-
tät Berlin-Charlottenburg
224 Seiten • 140 Bilder • Ganzleinen 18,50 DM

Zu beziehen durch
alle Buchhandlungen im Inland und Ausland oder durch den Verlag
Spezialprospekte auf Anforderung

**VERLAG FÜR
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**
Berlin-Borsigwalde



Rühstrat SPIEGEL- GALVANOMETER



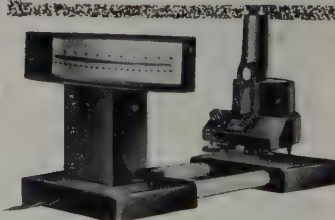
**Mehrsystem-Spiegelgalvanometer
RUGALWO** zur gleichzeitigen Ausführung
von Messungen an verschiedenen Meßobjek-
ten oder Meßorten.



Spiegelgalvanometer, Type HSG
höchst strom- oder spannungsempfindlich.



**Universal-Spiegelgalvanometer,
Type USG** mit sechs auswechselbaren Meß-
systemen verschiedener Empfindlichkeit.



**Lichtmarken-Spiegelgalvanometer,
Type KSG** mit Beleuchtungs- und Ablesvor-
richtung und eingebautem Netztransformator

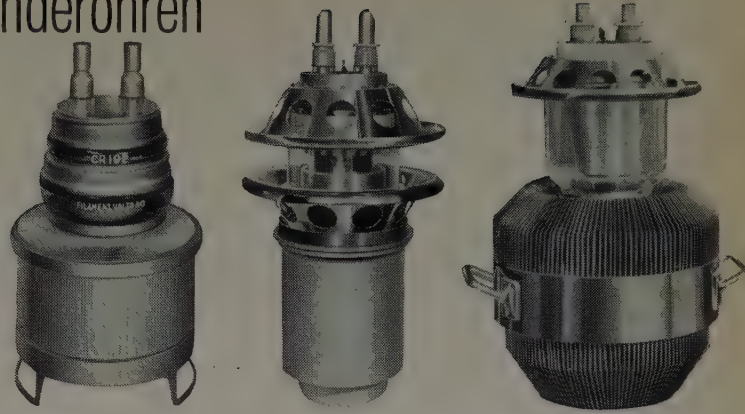
Verlangen Sie bitte Liste MG1

**GEBR. RUHSTRAT
GÖTTINGEN**
Abt. VM/32

ENGLISH ELECTRIC VALVE CO. LTD.

Senderöhren

Die unten aufgestellte Tabelle enthält kurzgefasste Einzelheiten über eine Reihe von Sendetrioden und Sendetetroden mittlerer und hoher Leistung, die von der E.E.V.Co. geliefert werden. Alle aufgeführten Röhren (mit Ausnahme der Type 6181) haben thorierte Heizfäden. Typen für Wasser-, Gebläse- und Siedekühlung mit Anodenverlustleistungen bis zu 50kW stehen für Rundfunk-, Ultrakurz- und Dezimeterwellen zur Verfügung.



E.E.V. Typen	Gleichwertige Typen	Militärische Bezeichnung	Heizung		Frequenz MHz	Max. Anoden-spannung kV	Max. Anoden-verlust-leistung kW	Kühlung
			Spannung V	Stromstärke A				
833A	TY4-350, 833A T300-1†	CV635	10·0	10·0	30	{ 3·0 4·0	{ 0·3 0·4	Strahlung Gebläse
5762	TY6-5000A† BTL3-1 FTL3-2 BTL15-2†	CV2383	12·6	29·0	30/220	6·2	3·0	Gebläse
BR 161	—	CV2322	9·0	175·0	30/50	12·0	15·0	Gebläse
BR 189	—	CV5218	9·0	240·0	5/50	15·0	27·0	Gebläse
BR1122	—	—	6·0	115·0	5/110	12·0	10·0	Gebläse
BW 161	—	—	9·0	175·0	30/50	12·0	30·0	Wasser
BW 189	—	—	9·0	240·0	5/50	15·0	35·0	Wasser
BY 189	—	—	9·0	240·0	5/50	15·0	35·0	Siedekühlung
CR 192 6181*	6166 (nahezu) 6181, CR1101	— —	5·0 120·0	175·0 1·6	30/220 900	6·0 2·0	10·0 2·0	Gebläse Gebläse

* Indirekt geheizte Kathode

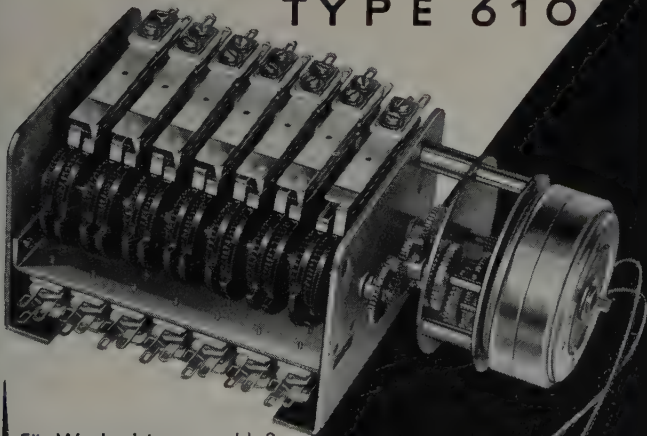
† nahezu gleichwertig

Für weitere Informationen wenden Sie sich bitte an unsere Vertretung

WILLY LIST Frankfurt am Main Süd, Karlsbader Strasse 8

Ruf: 687244

Programm-Steuergerät TYPE 610



Für Wechselstromanschluß
Hohe Kontaktzahlen
Einstellbare Nockenscheiben
Schaltperiode zwischen
2 sec und 6 Std.

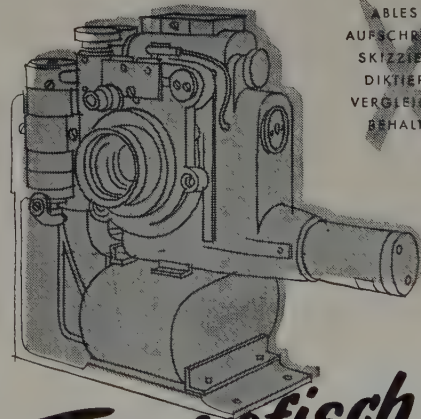
Lange Lebensdauer, betriebssicher
und zuverlässig

Fordern Sie Typenliste 610



EBERLE & CO. NÜRNBERG
ELEKTRO-GMBH · OEDENBERGER STRASSE 65

ROBOT registriert rationell!! ROBOT registriert rationell!! ROBOT registriert rationell!!



~~ABLESEN?~~
~~AUSCHREIBEN?~~
~~SKIZZIEREN?~~
~~DIKTIEREN?~~
~~VERGLEICHEN?~~
~~BEHALTEN?~~

Fotografisch registrieren!

mit **ROBOT**
vollautomatisch

ROBOT - das universelle fotografische
Registriersystem für Forschung und Überwachung.
Fordern Sie bitte die Druckschrift FR 20 an.

ROBOT-FOTO^{GM}DÜSSELDORF

Eingeführte Vertreter für verschiedene Bezirke
im In- und Ausland gesucht.

ROBOT registriert rationell!! ROBOT registriert rationell!! ROBOT registriert rationell!!

ROBOT registriert rationell!! ROBOT registriert rationell!! ROBOT registriert rationell!!

Hochempfindliche

DREHPUL-MESSRELAIS



SB1 - Drehspulrelais in Miniaturausführung
Abmessungen 36 x 20 mm



SB2 - Drehspulrelais mit von außen verstellbarem Minimal- und Maximalkontakt



SV10 - Drehspulrelais mit einstellbarem Minimal- u. Maximalkontakt u. Kontakt-Druckverstärkung

Wir liefern weiterhin Relais-Kombinationen sowie Schaltrelais in verschiedenen Ausführungen auch als Steckrelais

ELECTRONEST GMBH.

OTTENHAUSEN-SAARBRÜCKEN · TEL. 430 95



TELEFUNKEN

sucht:

Physiker

für Grundlagenforschung auf dem Gebiet der Festkörperphysik, sowie für Entwicklung von Röhren und Halbleitern

Diplom-Ingenieur

(Fachrichtung Nachrichten- oder HF-Technik) für Rundfunk- und Fernsehschaltungen, Fernseh-Ablenkschaltungen und Ablenkmittel, sowie für Rundfunk-Transistorschaltungen

Konstrukteur

mit Erfahrungen im allgemeinen Maschinenbau für Entwicklungsarbeiten an vollautomatischen Fertigungsmaschinen

Konstrukteur

aus dem Gebiet der Stanzerei- bzw. Feinwerktechnik für Röhrenkonstruktionen

Ingenieure (HTL)

der Fachrichtung Elektrotechnik, Nachrichtentechnik, HF-Technik, Feinmechanik, Feinwerktechnik und Maschinenbau, sowie **elektrotechnische und phys. Assistentinnen** für eine Vielzahl von interessanten Aufgaben in Entwicklung, Konstruktion, Fertigung, Fertigungsüberwachung und Prüffeld.

TELEFUNKEN GMBH

Geschäftsbereich Röhren

Ulm (Donau), Söflinger Straße 100

Ein neuer Weg zum Amateurfunk

Gründliche theoretische und praktische Ausbildung bis zur Lizenzreife durch unseren allgemein verständlichen Fernlehrgang. (Selbstbau von Amateurfunkgeräten!) Bitte fordern Sie kostenlos unseren Prospekt an.
B. Kieler, Institut 92, Bremen, Postfach 7026

Für verantwortungsvolle und schwierige Entwicklungsarbeiten auf dem Gebiet der

HOCHFREQUENZ-MESSTECHNIK

suchen wir einen überdurchschnittlichen Mitarbeiter, der seine Befähigung zu HF-Entwicklungsarbeiten und zum praktischen Gerätebau nachweisen kann und der auf Grund seiner theoretischen und praktischen Kenntnisse in der Lage ist, eine kleine Gruppe von Mitarbeitern im Rahmen eines Entwicklungsauftrages wirkungsvoll einzusetzen.

Arbeitszeit: 42 ½ Stunden in einer 5-Tage-Woche



SCHOMANDL K. G., München 8, Belfortstraße 6-8 (am Ostbahnhof)

ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.

ELRU - Informationen

ELRU - Informationen

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

121 122 123 124 125 126 127 128 129 130 131 132 133 134 135 136 137 138 139 140
141 142 143 144 145 146 147 148 149 150 151 152 153 154 155 156 157 158 159 160
161 162 163 164 165 166 167 168 169 170 171 172 173 174 175 176 177 178 179 180

(Gültig bis 30. 9. 1960)

Seite	Firma
Erzeugnis	Erzeugnis
Seite	Firma
Erzeugnis	Erzeugnis

(Name, Vorname, Beruf)

(Wohnort, Straße, Hausnummer)

(Firma)

Neue Erzeugnisse · Industrie-Druckschriften

AEG Kleingleichrichter

Eine Übersicht über das Typenprogramm der lieferbaren Flach-, Rundfunk-, Fernseh- und Stabgleichrichter bietet die Druckschrift Z 32/RGF 55026a, die außerdem auch noch Angaben über Amplitudenbegrenzer, Modulationsgleichrichter, Germanium- und Siliziumgleichrichter enthält.

ELRU-Information 124

Leistungstransistoren

Die technischen Daten mit Kennlinien und Maßbildern der pnp-Germanium - Leistungstransistoren OD 650, OD 651 und OD 651a für Schalt- und Verstärkungszwecke der industriellen Elektronik sind in den Druckschriften Z 32/RGF 55028, 55029 und 55030 enthalten. Mit den zwei weiteren Druckschriften Z 32/RGF 55032 und 55033 werden in gleicher Weise die npn-Silizium-Leistungstransistoren OD 750 und OD 751 vorgestellt.

ELRU-Information 125

BBC Röhren

Dieser Sammelprospekt soll einen raschen Überblick über das derzeitige Fertigungsprogramm geben und enthält die wichtigsten

Daten sowie Maßbilder der BBC-Röhren. Aus einer Röhrenvergleichstabelle ist ersichtlich, durch welche BBC-Röhre andere Fabrikate ersetzt werden können.

ELRU-Information 126

Frieseke & Hoepfner Mitteilungsblätter Strahlungsmeßgeräte, Nr. 1/1960

Diese Ausgabe ist der Anfang einer in zwangloser Folge erscheinenden Schriftenreihe über Strahlungsmeßtechnik. Das erste Heft enthält neben Hinweisen auf Sonderdrucke, Vorträge und Tagungen Beiträge über statistische Fehler bei der Messung von radioaktiven Präparaten sowie über das BF₃-Zählrohr zum Nachweis thermischer Neutronen und beschreibt abschließend neu entwickelte Meßgeräte, wie z. B. das Fußbodenkontrollgerät „FH 545“, das Radiameter „FH 40 T“ oder das Taschendosimeter „FH 39“.

ELRU-Information 127

Mitteilungsblätter Strahlungsmeßgeräte, Nr. 2/1960

Wie man die Aktivitätskonzentrationen in Wasser und Luft messen kann, beschreibt der Leitartikel dieser Nummer. Ein weiterer Beitrag berichtet über den

Nachweis thermischer Neutronen mit dem Szintillationszähler. Ferner werden wieder einige Geräte beschrieben, wie z. B. der Wassermonitor „FH 95“ und das Vielkanalspektrometer „SL 6000“. Den Abschluß bilden einige Hinweise auf neue Entwicklungen und F & H-Sonderdrucke.

ELRU-Information 128

Honeywell

Kompensationsschreiber mit 0,3 s Einstellzeit

In Verbindung mit dem Vorverstärker „2 HLA-7“ ist dieser Kompensationsschreiber für Meßbereiche bis herab zu 20 μ V anwendbar. Die kurze Einstellzeit erlaubt Registrierung von dynamischen Vorgängen bis zu 1 Hz. Meßbereiche sind ohne Vorverstärker bis herab zu 2,5 mV serienmäßig lieferbar.

ELRU-Information 129

Intermetall

Ge- und Si-Halbleiter

Ein sechsseitiger Faltprospekt bringt eine Übersicht über das Lieferprogramm der pnp-Ge-Flächentransistoren, -Miniatur-Flächentransistoren, -Subminiatur-Flächentransistoren, pnp-Silizium-Transistoren, Dioden und Leistungsgleichrichter sowie Ze-

nerdioden mit den technischen Daten und Abmessungen. Ein Anhang enthält die Bezeichnungen für die wichtigsten Transistor-Kenngrößen in drei Fremdsprachen (englisch, französisch, spanisch).

ELRU-Information 130

Kleinknecht Elektromagnetische Vorwahl-Zählgeräte

Die Typen „KMZ“ (mit Vorwahl-Drehhalter in jeder Dekade) und „KMZa“ (mit Drucktastenvorwahl in jeder Dekade und Anzeige der gezählten Impulse) eignen sich besonders für die gesamte Steuerungstechnik in Hüttenwerks- und Transportanlagen sowie Werkzeugmaschinen und Prüfeinrichtungen. Anschlußspannung: 220 V, 40 bis 60 Hz; Impulsspannung: 60 V; min. Impulsdauer: 20 ms; min. Impulspause: 20 ms; max. Zählfrequenz: 15 Impulse je Sekunde.

ELRU-Information 131

Nickel-Informationsbüro Nickel-Berichte, Nr. 4/1960

Auf dem Gebiet der Oberflächenbehandlung ist die Untersuchung der einblendenden Wirkung von Nickelbädern mittels Rauigkeitsmesser ein interessanter Beitrag. Außerdem enthält dieses Heft wiederum zahlreiche Schrift-



enthält in den Juniheften u. a. folgende Beiträge:

1. Juniheft 1960 (11)

- Perfektionierte und preisgünstige Fernsehempfänger
- Schaltungstechnische Varianten neuer Fernsehempfänger
- festival international du son haute-fidélité stéréophonie
- Neue Fernsehantennen auf der Deutschen Industrie-Messe Hannover 1960
- Eine Betrachtung über m- und dm-Empfangsteile
- Halbleiter-Bauelemente
- Das neue Telefunken-Rundfunkgerätewerk in Hannover
- Technische Vorschriften für Fernsehgeräte ab 1. Juni 1960

2. Juniheft 1960 (12)

- Über 30 Jahre UKW-Amateurfunk
- Neue Germanium- und Silizium-Halbleiter
- Über die Prüfung der Spannungsfestigkeit von Kondensatoren
- Neue Bauelemente
- Eine Betrachtung über m- und dm-Empfangsteile
- Sicherungs-Radaranlagen für die Elbmündung
- Eine neue Bildröhre mit elektrostatistischer Ablenkverstärkung
- Ein Eichpegelgeber für Gleich- und Wechselstrom

*

FT-Kurznachrichten · Neue Bücher · Von Sendern und Frequenzen · Aus Zeit-schriften und Büchern

Beilage: Transistor-Schaltungstechnik · Einführung in die Matrizenrechnung
ELEKTRONIK-INGENIEUR: Mechanische Filter

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

POSTKARTE

ELRU-Informationen

BERLIN-BORSIGWALDE

Eichborndamm 141-167

tumsauszüge aus den Gebieten Nickel, Vernicklung, Metall-Legierungen, Nickel-Eisen-Legierungen, Baustähle sowie korrions- und hitzebeständige Legierungen.

ELRU-Information 132

Philips Ferroxdure-Breitband- Lautsprecher

Die neuen Lautsprechersysteme haben Magnete aus Ferroxdure, einem permanentmagnetischen keramischen Werkstoff, der keinerlei Alterung unterliegt. Infolge der hohen Koerzitivkraft lassen sich besonders kleine Lautsprechermagnete herstellen. Die Philips-Ferroxdure-Breitband-Lautsprecher haben deshalb bei relativ hoher Empfindlichkeit nur eine geringe Einbautiefe. Sie gewährleisten die Wiedergabe eines besonders breiten und bis zu 18000 Hz gleichmäßig verlaufenden Frequenzbandes. Die Induktion ist 11000 Gauß.

ELRU-Information 133

Tauchspulen-Mikrofon „VE 1036“

Dieses neue Mikrofon mit Kugelcharakteristik ist hauptsächlich für die Übertragung von Musik gedacht und hat zwischen 50 und 15000 Hz einen sehr ausgeglichenen Frequenzgang. Das System ist gegen magnetische Störfelder, Staub und Temperatureinflüsse weitgehend geschützt und kann bei Umgebungstemperaturen bis

zu 75°C betrieben werden. Das Mikrofon ist nur mit 50 Ω Impedanz lieferbar.

ELRU-Information 134

Ribet Desjardins Oszillograf „204A“

Vor allem für Zwecke der Kernforschung ist der Impulsoszillograf „204 A“ dieser Firma (Deutsche Vertretung: Dr.-Ing. Frank Früngel) bestimmt. Er hat einen sehr „schnellen“ Vertikalverstärker, der zwischen 0 und 50 MHz mit nur 3 dB Abfall und mit einer kleinsten verzerrungsfreien Anstiegszeit von 7 ns arbeitet. Der Fernseh-Frequenzwobbler „411 A“ wurde inzwischen für ein Frequenzband von 0...320 MHz erweitert. Der Frequenzhub kann zwischen 0 und ± 20 MHz eingestellt werden und erlaubt alle Verstärker- und Kreisteste. Die Einstellung der FM erfolgt bei diesem Gerät durch verschieden starke Magnetisierung eines Ferroxcube-Kerns.

ELRU-Information 135

Schomandi Spektrums-Analysator „FDA 3“

Dieser Spektrums-Analysator (Mittenfrequenz 200 MHz) dient zur Darstellung von Frequenzspektren und schreibt auf der eingebauten Katodenstrahlröhre ein Diagramm der Energieverteilung in Abhängigkeit von der Frequenz. Für Frequenzmessungen höchster Genauigkeit

im Mikrowellenbereich erleichtert das Gerät das Aufsuchen einer unbekannten Frequenz und erlaubt dabei vor allem auch die Messung einzelner Spektrallinien modulierter und gestörter Signale. Kontinuierlich einstellbare Analysierbereiche: 200 ± 1 MHz und 200 ± 40 MHz; Verstärkungseinstellung: etwa 50 dB, kontinuierlich; Ablenkfaktor bei maximaler Verstärkung etwa 3 μ V/cm und bei minimaler Verstärkung etwa 1 mV/cm.

ELRU-Information 136

Sennheiser Electronic elektroakustische und elektronische Geräte

Ein 16seitiger Prospekt (der auch eine Preisliste enthält) stellt mit Bildern und technischen Daten Tauchspulenmikrofone, magnetische Mikrofone, Tonfrequenzübertrager, Verstärker, magnetische Kleinhörer sowie NF-Meßgeräte vor.

ELRU-Information 137

TeKaDe TeKaDe-Mitteilungen, Nr. 13/1960

Das erste Heft des neuen Jahrgangs bringt zunächst eine Einführung in die Diffusion und berichtet dann u.a. über die TeKaDe-Korngrenzen-Photodiode KF 11 und über einen neuen Drahtfunktender der OPT. Ein abschließender Beitrag behandelt

die nomografische Ermittlung des Klirrfaktors.

ELRU-Information 138

Telefunken ELA-TIP, Nr. 15/1960

Die vorliegende Ausgabe dieses praktischen Leitfadens für Elektroakustik enthält Beiträge über die Ermittlung des Geräuschspannungsabstandes aus dem Pegeldiagramm sowie über Pegelverhältnisse am Magnettonanschluß bei Vollverstärkern und berichtet über niederohmige Lautstärkeregelung auf der Leistungsseite. Außerdem wird der 10-W-Transistor-Vollverstärker „ELA V 635“ vorgestellt.

ELRU-Information 139

Hohlleiter-Rauschgenerator

Zur Messung der Empfindlichkeit von Zentimeterwellen-Empfängern im Frequenzbereich von 8200...12400 MHz (2,4–3,6 cm) dient der Rauschgenerator „Rg 307/2“ in Verbindung mit dem Netzgerät „NGR 307/2“. Der Generator besteht aus einem an beiden Enden offenen Rechteck-Hohlleiter, in dessen Leitungsmitte ein Gasentladungsrohr als Rauschwiderstand eingebaut ist. Das gezündete Gasentladungsrohr gibt an die Hohlleiterausgänge eine definierte Rauschleistung von max. 39,8 kT₀ + 26% – 20,8%. Die Welligkeit ist kleiner als 1,1.

ELRU-Information 140

V. W. GÄRTNER

Tunnel-Dioden

Die 1957 in Japan erfundene Tunnel-Diode ist ein Halbleiter-Zweipol, der über einen bestimmten Vorspannungsbereich einen negativen differentiellen Widerstand zeigt. Der grundlegende Mechanismus dieses neuen elektronischen Bauelementes besteht in der quantenmechanischen Durchtunnelung einer sehr dünnen Sperrschicht. Die Diode arbeitet bis zu Mikrowellenfrequenzen, hat hohen Wirkungsgrad und ist sehr widerstandsfähig gegen Temperaturschwankungen und Oberflächenverunreinigungen. Der Beitrag behandelt die Physik des Effektes, die Auslegung, Herstellung und elektrische Charakterisierung der Tunnel-Diode sowie ihre Anwendung als Oszillator, Verstärker und Schalter.

Ein Schnelldrucker für 3000 Wörter/min

An dem Beispiel eines Schnelldruckers, der 3000 Wörter/min aufzeichnet, wird ein neues elektrostatisches Aufzeichnungsverfahren beschrieben, dessen theoretisch obere Grenze bei 500 000 Wörter/min liegt. Das Schriftbild wird durch punktförmige Aufladung an der Oberfläche des Aufzeichnungspapieres erzeugt, durch Aufstäuben von Farbpulver sichtbar gemacht und durch thermische Einwirkung fixiert. Nach einer allgemeinen Funktionsübersicht werden die einzelnen Steuerungsvorgänge im Empfangsteiler, bei der Codierung, der Elektrodenauswahl und bei der Sendeübertragung erläutert. Eine Übersicht über die Vorteile dieses Schnelldruckers schließt die Arbeit ab.

„Magnacard“ — eine Synthese aus Magnetband und Lochkarte

Die magnetische Karteikarte kombiniert die Vorteile der Lochkarte mit denen des Magnetbandes. Sie ist hinsichtlich der Raumfrage anspruchslos, hat eine hohe Speicherdichte und bietet eine relativ kurze Zugriffszeit. Die Datenverarbeitung mit Magnetkarten erfordert mechanisch speziell dafür konstruierte neuartige Geräte, die jedoch von wenigen Grundformen abgeleitet sind: Schriftwandler, Kartenmischer, Kartei und Abfragekartei. Diese Geräte und ihre Arbeitsweise werden beschrieben.

H. LENNARTZ

Neue Transistoren und Dioden

Wie die Deutsche Industrie-Messe Hannover erkennen ließ, wurden in der letzten Zeit auch in Deutschland beachtliche Fortschritte auf dem Halbleitergebiet gemacht, insbesondere bei Leistungstransistoren und Spezialdioden. Eine Reihe neuer Germanium- und Silizium-Leistungstransistoren sowie verschiedene Dioden, darunter auch Tunnel-Dioden, werden mit ihren Eigenschaften und Kenndaten vorgestellt. Mehrere Tabellen geben eine zusammenfassende Übersicht über die technischen Daten.

G. KOSEL

Vielfachanzeige elektrischer Meßwerte

Die gleichzeitige oszillografische Anzeige verschiedener elektrischer Spannungen ist mittels Rechteckimpulse möglich, die die einzelnen Meßstellen nacheinander abtasten. Es werden dafür geeignete Meßprinzipien, wie Impulsverzögerung und Impulsausblendung, beschrieben und Schaltungen angegeben, darunter eine Zählhaltung mit Kaltkathodenröhre. Solche Impulse werden von einer Impulszentrale geliefert, die nach zwei Prinzipien arbeiten kann: mit Impulsverzögerung und mit Impulsausblendung. Zur Impulsausblendung ist insbesondere eine Schaltung angegeben und beschrieben, die mit Kaltkathodenzählröhren arbeitet und 27 Meßkanäle umfaßt. Eine Modulationseinrichtung sorgt dafür, daß die Impulshöhe proportional der zu messenden Spannung ist, und schließlich wird noch eine Schaltung gebracht, die zur Erzeugung der Sägezahnspannung für die Horizontalablenkung des Oszillografen dient.

R. WAGNER

Bemerkungen zum Entwurf eines volltransistorisierten AM-FM-Empfängers

Der zweite Teil behandelt zunächst die Stabilitätsbedingungen für einen ZF-Verstärker unter Berücksichtigung komplexer Steilheit und Rückwirkung sowie eine neue besonders einfache Neutralisationsschaltung für zwei ZF. Der Autor zeigt, daß die Amplitudenbegrenzung im FM-ZF-Verstärker eine Diodenbegrenzung und als solche berechenbar ist. Die durch die Sperrträchtigkeit der Kollektor-Basis-Diode bedingten Störerscheinungen sind auch erfaßt. Der Kollektorkreis im FM-ZF-Verstärker soll möglichst breitbandig sein. Nach einer kurzen, näherungsweise Ableitung der grundlegenden Formeln für Transistor-B-Verstärkerstufen wird eine Formel für die ungefähre Bestimmung der mittleren Leistungsaufnahme einer Gegenakt-B-Stufe bei Musik- und Sprach-Aussteuerung angegeben.

A. KRAMPE

IRE Show 1960

Die diesjährige Ausstellung des Institute of Radio Engineers fand vom 21. bis 24. März in New York statt und zeigte den neuesten Stand von Forschung und Technik. Der vorliegende Bericht befaßt sich in erster Linie mit Halbleitern (Planar- und Mesa-Transistoren, Silizium- und Germanium-Leistungstransistoren, Silizium-Vierschichtdioden, Tunnel-Dioden und Siliziumkarbidgleichrichter), Elektronenröhren (Kathodenstrahlröhren, Aufnahme- und Speicherröhren) sowie mit verschiedenen Meßgeräten (Breitband-Oszillografen, Frequenzmesser mit digitaler Anzeige, Halbleiter-Dehnungsmeißstreifen).

Angewandte Elektronik (Kurzbesprechungen elektronischer Geräte)

Elektrostatische Speicherröhre TMA 403 X (Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil)
Neue Drahtwickelmaschinen (Meteor AG)
Schallpegelmessgerät „Minophon“ (Motoco GmbH)
Gleichspannungsverstärker „PP 1304“ (Philips)
Differential-Voltmeter (Quentin & Cie.)
Silizium-Gleichrichter (Sarkes Tarzian)
Kleinstmotoren für die Feinwerktechnik . . (Siemens-Schuckertwerke AG)

Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 14 (1960) No. 7

W. W. GÄRTNER: Tunnel-Diodes

p. 265—271

The tunnel diode was invented in Japan in 1957. It is a semiconductor-type twopole displaying a negative differential resistance in a certain bias range. The fundamental mechanism of this new electronic component consists in the tunneling of electrons through its junction which is particularly thin. The diode operates in the microwave range, has a high efficiency and is greatly insensitive to temperature fluctuations and surface contamination. The paper deals with the physical basis of the tunneling effect, the dimensioning, manufacture and ratings of the tunnel diode, and its application as oscillator, amplifier and switch.

G. KOSEL: Multiple Indication of Electric Measurements

p. 271—273

Simultaneous oscilloscopic display of different voltages can be provided by square-wave pulses sequentially scanning the individual test points. The author refers to measuring principles suitable therefore, as pulse delay and pulse gating, and gives circuit diagrams, among them a counting circuit using a cold-cathode tube. Pulses are supplied from a common source operating on the principle of either pulse delay or pulse gating. A circuit with pulse gating employing a cold-cathode counter tube, comprises 27 measuring channels. A modulation unit keeps the pulse amplitude proportional to the measurand voltage. Another circuit generates the sawtooth voltage for horizontal beam deflection in the cathode-ray oscilloscope.

High Speed Printer for 3000 words/min

p. 273—275

The author describes a new electrostatic printing method and a 3000-words/min printer based on this method which theoretically allows for 500,000 words/min. The characters are produced by point-shaped charges on the surface of the paper, made visible by dusting with ink powder and fixed by thermal action. A general review of the operations is followed by a description of the control procedures in the receive distributor and coding, selection of the electrodes and transmission. Finally, the advantages of this high-speed printer are summarized.

R. WAGNER: Designing a Full-transistorized AM-FM Receiver

p. 276—278, 281—282

The second part deals first with stability conditions for an IF amplifier considering complex transconductance and reaction and with a new simple neutralizing circuit for two IF. Amplitude limiting in the FM-IF amplifier is shown to be a diode limiting and, hence, computable. The disturbance due to reverse inertia of the collector-coupled diode is likewise taken into account. The collector circuit in the FM-IF amplifier should have a wide passband characteristic. Fundamental formulas for transistor-amplifier stages in B operation are briefly approximated, and a formula is given permitting the approximate determination of the mean power dissipation of a push-pull B-operated stage controlled by music and speech.

„Magnacard“—a Synthesis of Magnetic Tape and Punched Card

p. 283—284

The magnetic card combines the advantages of the punched card with those of the magnetic tape. Its storage-space requirements are low; the storage density is high, and the access time is relatively short. Data processing with these magnetic cards calls for novel, special-design equipments which are derived from a small number of basic units: Code converter, card mixer, card file and inquiry card file. These units and their mode of operation are described.

A. KRAMPE: IRE Show 1960

p. 287—288

The IRE Show 1960 took place in New York, N.Y. from March 21 to 24 where the latest state of research and engineering was demonstrated. This report covers primarily semiconductors (planar and mesa transistors; silicon and germanium power transistors; silicon four-layer diodes; tunnel diodes; and silicon-carbide rectifiers), also electron tubes (cathode-ray tubes, pickup and storage tubes) and various measuring sets (wideband oscilloscopes, digital frequency meters, semiconductors and strain gages.

H. LENNARTZ: New Transistors and Diodes

p. 289—292

The German Industry Fair in Hannover revealed noteworthy progress in the field of semiconductors in Germany. This is particularly true for power transistors and special-purpose diodes. Properties and characteristics of new germanium and silicon power transistors as well as of various diodes, among them tunnel diodes, are compiled. Several tables give a comprehensive review of their ratings.

Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 14 (1960) No 7

W. W. GÄRTNER: Les diodes tunnel

p. 265—271

La diode tunnel a été inventée au Japon en 1957. Elle constitue un dipôle semi-conducteur présentant, pour une certaine plage de polarisation, une résistance différentielle négative. Basé sur la mécanique quantique, le fonctionnement de ce nouvel élément électronique réside dans le perçement d'un tunnel dans une jonction très mince. La diode est utilisable jusqu'aux micro-ondes, possède un rendement élevé; son fonctionnement est peu affecté par des variations de température ou par des impuretés de surface. L'article traite de la physique de l'effet tunnel, de la conception et de la fabrication de la diode, de ses caractéristiques électriques, ainsi que de ses applications comme oscillateur, amplificateur et commutateur.

G. KOSEL: Indication multiple de mesures électriques

p. 271—273

L'indication oscilloscopique simultanée de plusieurs tensions électriques est possible par des impulsions rectangulaires explorant successivement les divers points de mesure. L'auteur indique les principes de mesure utilisables, tels que retard ou sélection d'impulsions, ainsi que divers schémas, dont un montage compteur avec tube à cathode froide. Ces impulsions sont fournies par un moniteur central pouvant être basé soit sur le principe du retard, soit sur celui de la sélection d'impulsions. Pour le premier principe, un schéma est indiqué et commenté; il contient un tube compteur à cathode froide et comprend 27 canaux de mesure. Un dispositif de modulation rend l'amplitude des impulsions proportionnelle à la tension à mesurer. Finalement, le montage produisant la dent de scie pour la déviation horizontale de l'oscilloscope est indiqué.

Télé-imprimeur rapide pour 3000 mots/minute

p. 273—275

L'exemple d'un télé-imprimeur enregistrant 3000 mots par minute sert à illustrer un nouveau procédé électrostatique d'enregistrement dont la limite supérieure théorique est de 500 000 mots par minute. L'image de l'écriture est produite par charge ponctuelle sur la surface du papier d'enregistrement. Rendue visible par vaporisation d'une poudre colorée, elle peut, ensuite être fixée par action thermique. Un aperçu sur les diverses fonctions est suivi d'un exposé sur les procédés de commande dans le répartiteur de réception, à la mise en code, à la sélection des électrodes et à la transmission radioélectrique. L'article se termine par un résumé des avantages de ce télé-imprimeur rapide.

R. WAGNER: Conception d'un récepteur A.M.-F.M. entièrement à transistors

p. 276—278, 281—282

La deuxième partie traite d'abord des conditions de stabilité de l'amplificateur M.F. compte tenu de la pente et de la réaction complexes, ainsi que d'un nouveau montage de neutrodynage pour deux étages, particulièrement simple. L'auteur montre que la limitation d'amplitude dans l'amplificateur M.F.-F.M. est basé sur un effet diode, et qu'elle peut être calculée comme telle. Il tient compte des phénomènes dus à la constante de temps de blocage de la diode collecteur-base. La bande passante du circuit de collecteur doit être aussi large que possible. Après avoir brièvement démontré les expressions approximatives régissant l'amplificateur classe B à transistors, l'auteur indique une formule pour la consommation moyenne de puissance d'un étage symétrique classe B, modulé par parole ou musique.

„Magnacard“ — une synthèse de bande magnétique et de carte perforée

p. 283—284

Le fichier magnétique réunit les avantages de la carte perforée avec ceux de la bande magnétique. Il tient très peu de place, possède une forte capacité d'enregistrement et peut être très rapidement consulté. Des appareils nouveaux et spécialement construits pour cet usage sont nécessaires pour l'utilisation de ce fichier. Ils sont tous dérivés de quelques dispositifs de base qui sont le transducteur d'écriture, le mélangeur de cartes, et les fichiers de renseignements et de questions. Ces appareils sont décrits avec leur principe de fonctionnement.

A. KRAMPE: IRE Show 1960

p. 287—288

Cette année, l'exposition de l'Institute of Radio Engineers avait lieu du 21 au 24 mars à New York. On pouvait y suivre les plus récents progrès de la recherche et de la technique. Le compte-rendu traite essentiellement des semiconducteurs (transistors planar et mesa, transistors de puissance au germanium et au silicium, diodes trijonction au silicium, diodes tunnel, redresseurs au carbure de silicium), de tubes électroniques (cathodiques, de prise de vue, et de mémoire), ainsi que de divers appareils de mesure (oscilloscopes à large bande, fréquencesmètres à indication digitale, jauges semiconducteurs et d'extension).



TELEFUNKEN

GESCHÄFTSBEREICH ANLAGEN WEITVERKEHR UND KABELTECHNIK

TELEFUNKEN plant, liefert und montiert

FERNMELDEKABEL

für Nah-, Bezirks- und Fernverkehr
im Nieder-, Träger- und Hochfrequenzbereich
als Innen-, Erd-, Einzieh-, Brücken-, Luftkabel
Schacht- und Grubenkabel
Pupinspulen, Endverschlüsse, Muffen und sonstiges Zubehör

TRÄGERFREQUENZANLAGEN

für max. 960 Gesprächskanäle
für Zweidraht- oder Vierdrahtübertragung
in stationärer und beweglicher Ausführung
Wechselstrom-Telegrafieeinrichtungen, volltransistorisiert
mit Frequenzmodulation
für max. 24 Telegrafiekkanäle

RICHTFUNKANLAGEN

zur Übertragung von max. 960 Gesprächskanälen
von 1 Schwarzweiß- oder Farbfernsehprogramm mit Ton
oder 5 Rundfunkprogrammen
in den Frequenzbereichen 800, 2000, 4000 und 7000 MHz
in stationärer und beweglicher Ausführung
sowie Überreichweiten-Richtfunkanlagen

FERNSPRECHGERÄTE

Fernüberwachungs- und Fernsteuereinrichtungen
Übertragungen zur Mehrfachausnützung von
Fernsprechleitungen
Meldesäulen und Außenrufstellen
Spezial-Wechselsprechanlagen für rauen Betrieb



OLYMPIA LONDON, 21. – 27. JULI 1960

Ausstellung für Medizinische Elektronik

In Verbindung mit der 3. Internationalen Konferenz für Medizinische Elektronik. Veranstalter: Fachgruppe „Elektronik und Übertragung“ des Verbandes der Elektro-Ingenieure (I. E. E.) in Zusammenarbeit mit der Internationalen Föderation für Medizinische Elektronik (The International Federation for Medical Electronics).



Täglich von 9.30—18.00 Uhr geöffnet

Industrial Exhibitions Limited 9 Argyll Street London W. 1

**ELEKTRISCHE
MESSINSTRUMENTE**




WEIGAND
ERLANGEN / BAYERN

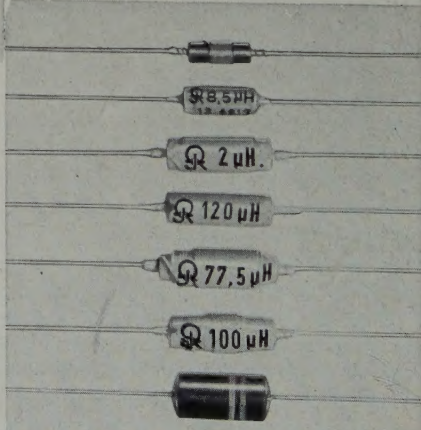



RICHARD JAHRE
Spezialfabrik für Kondensatoren
Berlin W 35, Potsdamer Straße 68

**Glimmer-Klein-
Kondensatoren**

**Hochfrequenz-
Drosseln**

außerdem:
Tera-Ohmmeter
Kapazitäts-Normale



Lichtmarken-Galvanometer

mit Schwimm-Meß-System

n. Patenten von Schlumberger-Picard
stoß- und vibrationsfest

Lumindex

für Einbau, Skale 150 oder 300 mm

Stablindex

tragbar, wasserdicht, Skale 120 mm

Verisport

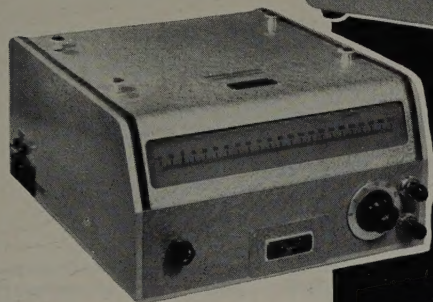
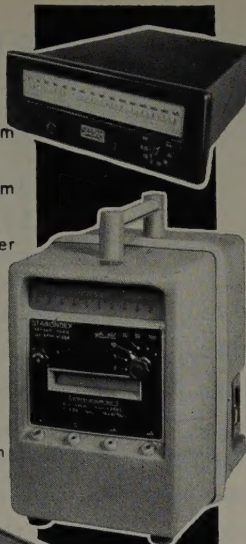
Laborausführung, Skale 220 oder 300 mm

Galvanometer

mit normal aufgebautem
Meß-System in verschiedenen
Ausführungen

Laufskalen-Galvanometer

mit beweglicher Leuchtskale von
450 mm effektiver Länge



ELECTRONEST GMBH.

OTTENHAUSEN-SAARBRÜCKEN

Bitte verlangen Sie die neue Druckschrift T 1 über Lichtmarken - Galvanometer



Knappe Bewegungen der „Handlanger“

kürzen die Montagezeiten und heben
wesentlich die Leistungsergebnisse.

Für das Lagern - Bewegen - Montieren:
LAGER-FIX-Kästen - auch aus Kunststoff -.

Um die Arbeitstechnik zu verbessern,
schaltet der Praktiker das FIX-System ein -
„es liegt System drin“

Bitte Informationsschriften anfordern.



FRITZ SCHÄFER GMBH
NEUNKIRCHEN, KREIS SIEGEN
Postfach 6 · Fernruf 555 · FS 087 700

messgeräte der nachrichtentechnik

Lineare und nichtlineare Verzerrungen
bestimmen die Güte einer NF-Übertra-
gungseinrichtung. Häufige Messungen
erfordern zeitsparende und sichere Meß-
verfahren. Hierfür wurde bei uns ein neuer
Klirrfaktor- und Frequenzgangmesser
mit folgenden charakteristischen Eigen-
schaften entwickelt:

FORDERN SIE UNVERBINDLICH DIE ZUSENDUNG VON PROSPEKTUNTERLAGEN



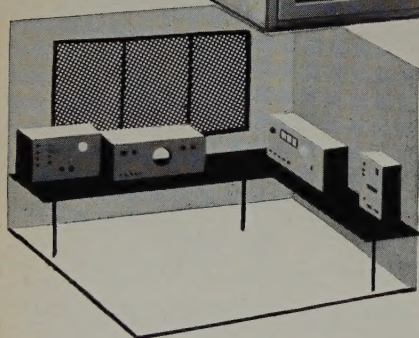
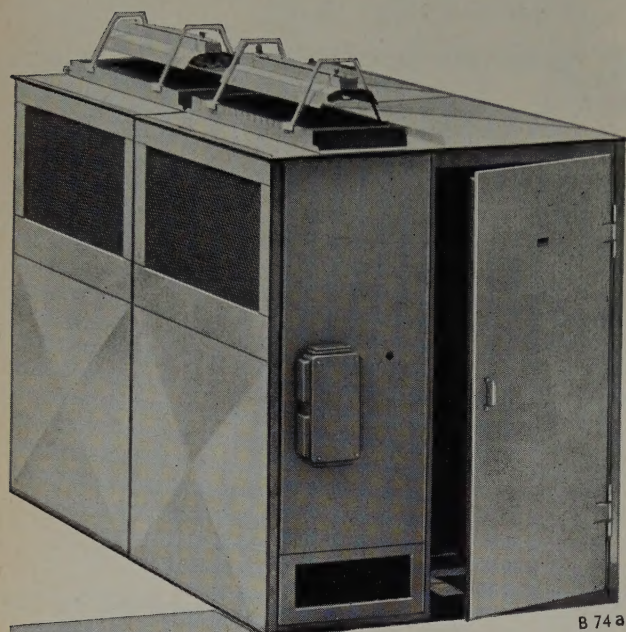
KLIRRFAKTOR- UND FREQUENZGANGMESSER KLM-87

Frequenzbereich 20 Hz . . . 100 kHz
mit geeichter Frequenzskala für die Grund-
wellenunterdrückung von 20 Hz . . . 20 kHz
Klirrmeßbereiche 0,1 . . . 1 - 3 - 10 - 30 - 100%
mit direkter Anzeige durch Quotientenmesser
Eingangsspannungsbedarf 50 mV . . . 200 V / 0,5 MΩ
eingebauter Kleinoszillograph zum einfachen
Abgleich und zum Nachweis von Störspannun-
gen, Brumm und Oberwellenzahl. Es können
Filter zur Messung einzelner Oberwellen und
zur Unterdrückung von Störspannungen an-
geschlossen werden. Bei Verwendung als
Frequenzgangmesser lassen sich Dämpfungs-
unterschiede bis 60 db direkt ablesen, wobei
Änderungen von 0,2 db noch erkennbar sind.



WANDEL u. GOLTERMANN
REUTLINGEN · WÜRTT.

RAUMABSCHIRMUNGEN



Wir erstellen Raumabschirmungen und liefern geschirmte Kabinen

zur Schaffung störfreier Meßräume für

Laboratorien und Werkstätten
Kliniken und Krankenhäuser
Hochschulen und wissenschaftliche Institute

sowie zur Abschirmung von
stark strahlenden Störern, z.B.

HF-Generatoren
Funkenstrecken-Spektographen
Argonac-Schweißanlagen
mit HF-Zündhilfsgeräten
Hochspannungsprüffelder

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

AUS DEM INHALT

JULIHEFT 1960

Band 14 (1960) Heft 7, Seiten 259—302

W. W. Gärtner: Tunnel-Dioden	265
G. Kosel: Vielfachanzeige elektrischer Meßwerte	271
Ein Schnelldrucker für 3000 Wörter/min	273
R. Wagner: Bemerkungen zum Entwurf eines volltransisto- risierten AM-FM-Empfängers	276
„Magnacard“ — eine Synthese aus Magnetband und Lochkarte	283
A. Krampe: IRE Show 1960	287
H. Lennartz: Neue Transistoren und Dioden	289
Referate	
Neue Probleme der elektrischen Löttechnik	292
Thermoelektrische Kühlung	292
Angewandte Elektronik	294
Aus Industrie und Wirtschaft	295
Persönliches	296

Beilagen

Inhaltskartei · ELRU-Informationen

Zu unserem Titelbild: Rückansicht der Endstufe des 100-kW-Mittelwellen-Rundfunksenders Djedeida (Tunis). Man erkennt links den Kabelkreis, aus dem der Antenne die HF-Energie über ein unsymmetrisches 60-Ω-Kabel zugeführt wird, in der Mitte die Variometer des Anodenkreises der Endstufe und rechts die Hochleistungsrohre mit Siedekühlung.

Werkaufnahme: Telefunken

Zeichnungen vom Atelier der ELEKTRONISCHEN RUNDSCHAU
nach Angaben der Verfasser

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde
Eichborndamm 141—167. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im
Selbstwählferndienst 0311). Telegramme: Fokiverlag Berlin. Fernschreiber:
0184352 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Berlin-Frohnau;
Stellvertreter: Albert Jänicke, Berlin-Haselhorst; Anzeigenleitung: Walter
Bartsch, Berlin. Postscheckkonto: ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU,
PSchA Berlin West Nr. 2854. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim
Buch- und Zeitschriftenhandel. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU erscheint
monatlich. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen
(Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen
daraus sind nicht gestattet. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU darf nicht
in Lesezirkel aufgenommen werden. Preis bei Postbezug im Inland monatlich
3,— DM zuzüglich 8 Pf Postgebühr, Einzelheft 3,50 DM zuzüglich Porto
Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin

